

## Erregung und Regelung großer Synchronmaschinen mit Stromrichtern

Von Karl Peter Haamann, Mannheim\*)

DK 621.313.32.013.8 : 621.314.6

Für große Synchrongeneratoren kommt neben der konventionellen Erregung mittels Erregermaschinen die Stromrichter-erregung in Betracht, die verschiedene Vorteile bietet, hauptsächlich hinsichtlich der Regeleigenschaften. Hierüber soll an Hand durchgeführter Vergleichsmessungen berichtet werden.

### Grundsätzliches

Die Stromrichtererregung für Synchronmaschinen ist neuerdings aus mehreren Gründen interessant geworden. Bei dem konventionellen Verfahren der Erregung von Synchronmaschinen wird der Generator über eine unmittelbar gekuppelte Erregermaschine gespeist und die Generatorspannung durch einen mechanischen Schnellregler konstant gehalten. In diesem Regler verstellt die Regelabweichung einen Widerstand und steuert auf diese Weise die Hilfs-erregung. Bei der Erregung nach diesem Prinzip sind in den letzten Jahren drei Probleme in den Vordergrund getreten.

### Grenzleistungs-Turbogeneratoren

Die für diese Generatoren erforderlichen Erregerleistungen überschreiten 1 MW. Für einen 218-MVA-Turbogenerator mit flüssigkeitsgekühltem Ständer und wasserstoffgekühltem Läufer sind etwa 1125 kW Erregerleistung bei 2300 A Erregerstrom erforderlich. Erregermaschinen für diese Leistungen und eine Drehzahl von 3000 U/min bereiten konstruktive Schwierigkeiten. Um diese zu vermindern, setzt man die Drehzahl der Erregermaschine durch Getriebe herab. Die kritische Stelle der Erregermaschine, der Kollektor, erfordert trotzdem besondere Beachtung bei Betrieb und Wartung.

### Langsamläufer

Bei langsam laufenden Wasserkraftgeneratoren wird die mit auf der Welle der Hauptgruppe sitzende Erregermaschine besonders groß und damit auch die Zeitkonstante der Erregermaschine.

### Spannungsregelung

Die Erregermaschinen haben durch ihre Erregerwicklung Zeitkonstanten von 0,1 bis 1 s. Betriebssichere mechanische Regler haben Totzeiten von einigen 10 ms. Diese Zeiten sind von wesentlichem Einfluß auf die Regelgüte, denn sie bedingen nicht nur eine Verzögerung des Reglereingriffs, sondern mit Rücksicht auf die erforderliche Stabilität der Spannungsregelung eine Verkleinerung der Proportionalverstärkung im Regelkreis mit zunehmender Totzeit bzw. Zeitkonstante [7]. Besonders hohe Forderungen an die Regelgüte können deswegen mit einer konventionellen Erregeranordnung mitunter nicht mehr erfüllt werden.

### Möglichkeiten der Stromrichter-Erregung

Zur Lösung dieser Erregungsprobleme sind die Eigenschaften des Quecksilberdampf-Stromrichters mit Gitter-

steuerung in Verbindung mit einem elektronischen Regler besonders geeignet. Der Stromrichter kann in einer Stufe Leistungsverstärkungen bis  $10^7$  mit Ausgangsleistungen über 104 kW bewältigen. Seine Stell-Totzeit bleibt unabhängig von der Leistungsverstärkung auf dem Wert von 3,3 ms bei 50 Hz und einer Pulszahl 6. Er arbeitet mit Ausnahme des Lüfters ohne bewegte Teile und ohne bewegte Kontakte, auch in der Regeleinrichtung.

### Spannungsregelung

Das Problem der Spannungsregelung fand zuerst besondere Beachtung. In den vergangenen Jahren stieg in Werksnetzen die Verbraucherleistung schneller als die Erzeugerleistung. Besonders wenn Verbraucher mit großem, stark schwankendem Blindlastanteil an Netze verhältnismäßig kleiner Kurzschlußschaltleistung angeschlossen werden müssen, ergeben sich Netzspannungsschwankungen, die empfindliche Verbraucher stören. Die Möglichkeit, durch Anschluß an ein Verbundsystem die Spannungssteifigkeit zu erhöhen, kann oft nicht genutzt werden, da hiermit eine Vergrößerung der Ausschaltleistung einhergeht, die bei gegebener Werks-Netzspannung mit Rücksicht auf die Schaltanlagen bald eine Grenze findet. Hinzu kommt der Aufwand für die Umspanner.

An einem konkreten Fall soll gezeigt werden, daß die Netzspannungsschwankungen durch die Stromrichtererregung um mehr als eine Größenordnung verringert werden können. Dazu sei vermerkt, daß diese Verbesserung keine Vergrößerung der Ausschaltleistung bedingt.

In einem Hüttenwerk wurden mehrere schwere Block- und Reversierwalzwerke elektrifiziert. Man wollte die wirtschaftlichen, regelungstechnischen und betrieblichen Vorteile der Stromrichterspeisung für die Antriebe ausnutzen. Die Gleichstromantriebe dieser Walzwerke wurden aus diesen Gründen über Stromrichter aus einem Drehstromnetz gespeist. Die zur Verfügung stehenden Netze waren verhältnismäßig schwach. So mußte mitunter ein Generator mehrere schwere Walzenstraßen speisen. Die Erzeugerkennwerte sind in Tafel 1 zusammengestellt. Die Deckspannung betrug 200 % der Nennerregerspannung.

Jede der ein oder zwei angeschlossenen Blockstraßen mit je 350 mt Abschaltmoment bei 60 U/min und Stromrichterspeisung ergaben Blindlaststöße von etwa 15 bis 20 MVA. Die Blindlaststöße jeder von drei angeschlossenen schweren Reversierstraßen, mit einem Abschaltmoment 190 mt bei 80 U/min und Stromrichterspeisung, beliefen sich auf 12 MVA. Diese Reversierstraßen hatten eine blindlastmindernde unsymmetrische Gittersteuerung. Mehrere Halbzeug- und Drahtstraßen wurden ebenfalls über Stromrichter gespeist, außerdem waren verschiedene ruhige Verbraucher als Grundlast angeschlossen.

\*) Dipl.-Ing. K. P. Haamann ist Mitarbeiter der Brown, Boveri & Cie AG in Mannheim.



Tafel 1. Kenngrößen des Generators.

Nennleistung	Nennspannung	Leistungsfaktor	Nenn-drehzahl	Frequenz	relative synchrone Reaktanz $x_d$	relative Übergangs-reaktanz <sup>1)</sup> $x_d'$	relative Anfangs-reaktanz <sup>2)</sup> $x_d''$	Anfangs-zeitkonstante $T_3$	Erreger-Leerlauf-zeitkonstante $T_0$
MVA	kV	cos $\varphi$	U/min	Hz	‰	‰	‰	ms	s
46,7	5,25	0,75	3000	50	217	15,5	10,4	35	9

1) Nach VDE 0530/3.59 die gebräuchliche Bezeichnung für transiente Reaktanz, 2) für subtransiente Reaktanz.

Bild 1 a zeigt das Verhalten der Netzspannung bei konventioneller Erregung des Generators. Man erkennt deutlich die Spannungsänderungen infolge der Walzstiche, die mehr oder weniger regelmäßig aufeinander folgen oder zeitlich zusammenfallen. In dem gemessenen Zeitraum von 6 h treten gelegentlich Spannungsänderungen bis zu 14 % der Nennspannung auf. Derartige Spannungsschwankungen sind untragbar. Für viele Verbraucher bedeuten sie Störungen, die einen einwandfreien Arbeitsablauf unmöglich machen. Die Lichtschwankungen sind unerträglich.

Bild 1 b zeigt das Verhalten der Netzspannung bei Erregung des Generators über Stromrichter mit Spannungsregelung über einen Transistorverstärker. Erzeuger, Verbraucher und die Betriebsart der letzteren waren genau dieselben wie zuvor. Die maximalen Spannungsänderungen sind von 14 % auf rd. 0,9 % der Nennspannung zurückgegangen. Dieser Erfolg ist ausschließlich den Eigenschaften

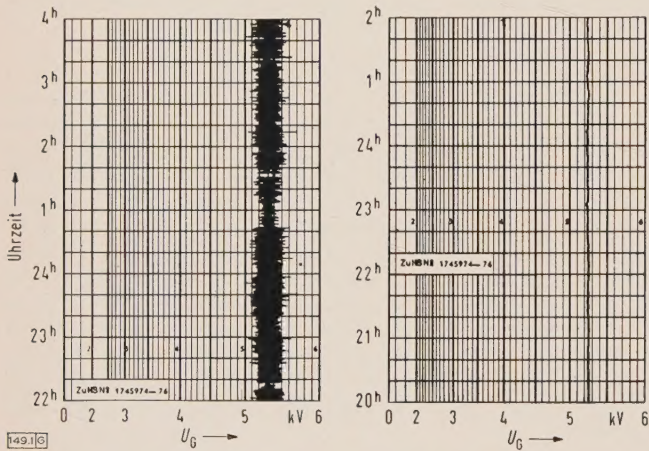


Bild 1. Schreibstreifen der Spannung eines 46-MVA-Generators mit kurzzeitig stark wechselnder Belastung und Blindlaststößen bis 25 MVA  
a) mit Erregermaschine und mechanischem Schnellregler, maximale Abweichung  $\pm 7,0$  % der Nennspannung,  
b) mit Stromrichtererregung und Transistorregler, maximale Abweichung  $\pm 0,45$  % der Nennspannung.

der Stromrichter zu verdanken. Gleichzeitig ermöglichen sie eine wesentliche Vereinfachung der Regelung.

Voraussetzung für die Verkleinerung der Spannungsabweichungen bis unter den Wert, der sich bei Multiplikation der Übergangs- bzw. Anfangsreaktanz mit der Blindlaständerung ergibt, ist ein schweller Anstieg der Blindlast und eine hohe Güte der Spannungsregelung. Tatsächlich verursachen die meisten Verbraucher, die einen großen Blindlastanteil haben, nur schwellende Blindlastanstiege.

Als Beispiele seien die beiden unruhigsten Verbraucher dieser Kategorie kurz beschrieben. Lichtbogenöfen müssen mit Rücksicht auf die Stabilität des Lichtbogens große Reaktanzen im Stromkreis haben. Das gilt besonders beim Inbetriebsetzen des Ofens, wenn — durch den Schmelzvorgang bedingt — der Lichtbogen sehr unruhig brennt. Durch die mechanische Elektrodenverstellung wird auf gewünschte Last geregelt.

In dem Oszillogramm in Bild 2 [4] ist das zeitabhängige Verhalten des Stromes bei der Inbetriebsetzung eines 40-t-Stahlschmelzofens fortlaufend oszillographiert. Die

Zahlen geben die Zeit in Sekunden an. Man erkennt deutlich, daß sprunghafte Laständerungen selten sind. Wesentlich langsamere Laständerungen infolge der Elektrodenbewegung sind häufiger.

Bei stromrichtergespeisten Reversierantrieben verursacht der Stromanstieg im Motor bei Drehzahl Null einen Blindlastanstieg im Drehstromnetz, wobei die Anstiegsgeschwindigkeit durch die Zeitkonstante des Gleichstromkreises, die in der Größenordnung von 10 bis 100 ms liegt, bestimmt ist.

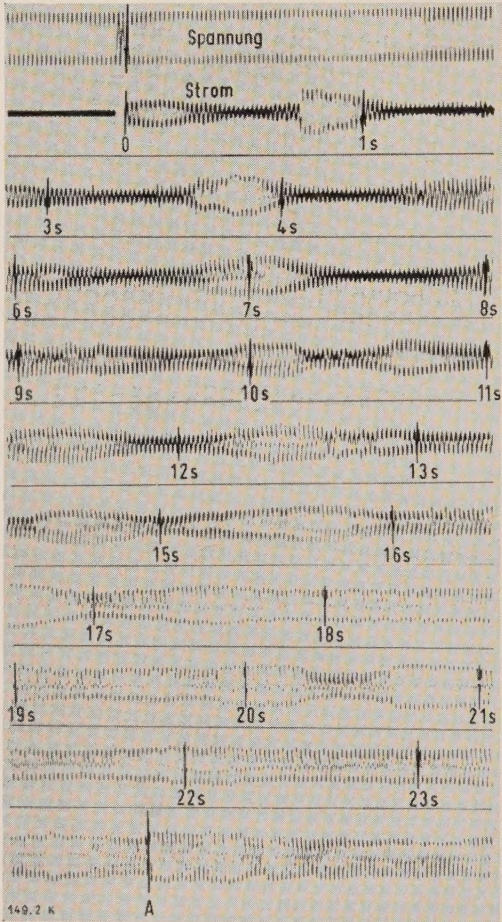


Bild 2. Zeitlicher Verlauf des Stromes eines 40-t-Lichtbogen-Stahlschmelzofens beim Inbetriebsetzen vom Einschalt Augenblick bis zum Ausgleich der Belastungsschwankungen.  
A Zeitpunkt der Überbrückung der Drosselspule.

Der Wirklastanstieg bei Beschleunigung vom Stillstand aus entspricht der mechanischen Anlaufzeit der Antriebs-schwingmassen und liegt in der Größenordnung von 1 s. Beim Anstich (d.h. wenn die Walzen das Walzgut fassen) mit höherer Drehzahl ist der Wirklastanstieg jedoch sehr steil. Die Spannungsschwankungen an den Generatorklemmen werden in erster Linie von den Blindlastschwankungen verursacht. Da alle modernen stromrichtergespeisten Reversierantriebe mit Ankerstrombegrenzungs-Regelung [11] ausgerüstet werden, ist es möglich, über die natürliche Stromanstiegszeit von 0,1 s hinaus durch eine entsprechende Sollwertverzögerung dem Ankerstrom und damit der Blindlast einen gewünschten linearen Anstieg zu geben. Es wurde festgestellt, daß bei Reversierantrieben Anstiegsverzöge-



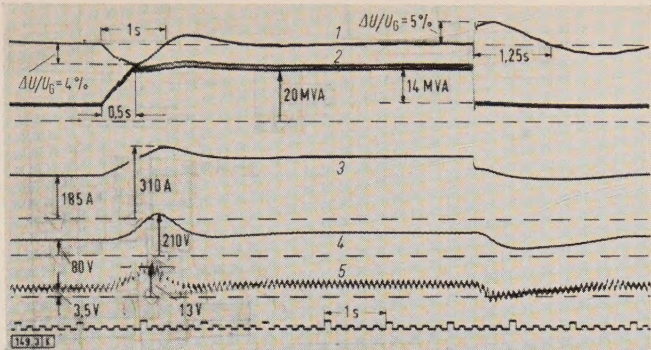


Bild 3. An einem 46,7-MVA-Generator mit konventioneller Erregung aufgenommenes Oszillogramm bei schwellenden und sprunghaften Änderungen der Blindlast.

1 Spannungsänderung, bezogen auf Generatormennspannung,  $\Delta U/U_G$   
2 Blindleistung  
3 Erregerstrom  
4 Erregerspannung  
5 Reglerspannung

rungen bis 0,5 s ohne Behinderung des Arbeitsprogrammes zulässig sind.

In Bild 3 und 4 sind typische Blindlastanstiege dargestellt. Bild 3 zeigt das Verhalten des Generators bei konventioneller Erregung und schwellendem Blindlastanstieg um 14 MVA in 0,5 s und anschließender Abschaltung der gleichen Blindleistung. Betrachtet sei zuerst der Sprungvorgang bei der Abschaltung. Die Generatorspannungsabweichung  $\Delta U$  steigt schnell um 4 % und dann langsam weiter auf 5 % des Sollwerts. Der erste steile Anstieg entspricht der Anfangs- bzw. Übergangsreaktanz, der langsamere weitere Anstieg strebt auf einen der synchronen Reaktanz entsprechenden Wert zu, wird aber durch den Eingriff des Reglers begrenzt. Die Reglerausgangsspannung und die Erregerspannung ändern sich entsprechend den Verzugszeiten der Erregermaschine und des Reglers, der hierfür in normaler Ausführung verwendet wurde. Die erste schnelle Änderung des Erregerstromes wird durch die induktive Kopplung der Erregerwicklung mit der Ständerwicklung erzwungen. Ohne Regelung würde der Erregerstrom wieder auf seinen Ausgangswert ansteigen. Die Ausregelzeit bis zum erstmaligen Erreichen des Ausgangswertes der Generatorspannung beträgt 1,25 s. Die

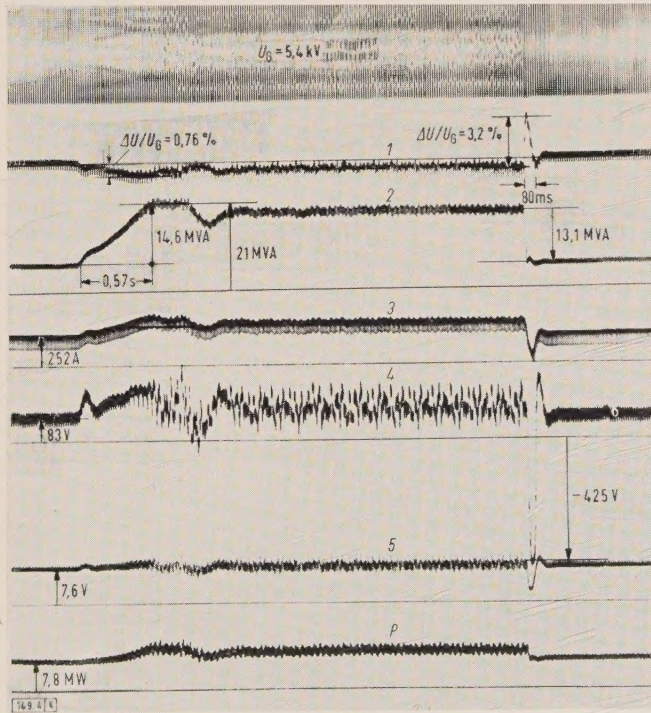


Bild 4. An einem 46,7-MVA-Generator mit Erregung über einen Stromrichter aufgenommenes Oszillogramm bei schwellenden und sprunghaften Änderungen der Blindlast. Fehlende Angaben siehe Bild 3.

$U_G$  Generatorspannung  $P$  Wirkleistung

Fläche, unter der Spannungsabweichung über die Ausregelzeit integriert, ist ein Maß für die Regelgüte.

Der schwellende Blindlastanstieg verursacht eine Spannungssenkung um 4 % der Generatorspannung. Die Erregerspannung wird infolge der Verzugszeit der Erregermaschine und des Reglers sowie der entsprechend geringen zulässigen Proportionalverstärkung nur langsam gesteigert und erreicht 47 % der Deckenspannung mit einer Verzögerung gegenüber der maximalen Spannungsabweichung von 0,36 s. Die Spannungsabweichung wird gegenüber dem Schaltvorgang nur wenig verringert.

Bild 4 zeigt bei ähnlichen Blindlaständerungen das Verhalten des Generators mit Stromrichtererregung. Bei sprunghafter Blindlaständerung bleibt die Spannungsänderung auf den ersten schnellen Anstieg von 3,2 % der Generatorspannung beschränkt. Die Ausregelzeit beträgt nur 80 ms. Vergleicht man die Flächen unter dem zeitlichen Verlauf der Spannungsabweichung in Bild 3 und 4, die ein Maß für die Regelgüte sind, so ergibt sich eine 17-fache Verbesserung durch die Stromrichtererregung. Das Verhalten der Erregerspannung erklärt diese Verbesserung.

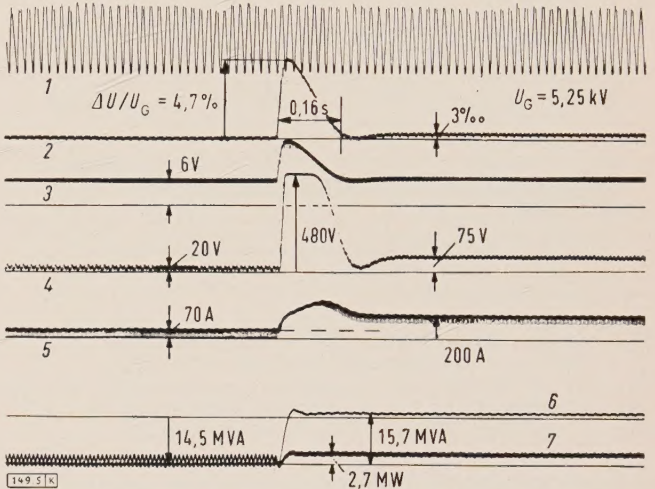


Bild 5. Oszillogramm des Ausgleichsvorgangs bei Blindlaständerung eines 46-MVA-Generators mit elektronischer Erregung und Spannungsregelung.

1 Generatorspannung  $U_G$   
2 Spannungsänderung  
3 Regler-Ausgangsspannung  
4 Erregerspannung  
5 Erregerstrom  
6 Blindleistung  
7 Wirkleistung

Infolge der großen Stellgeschwindigkeit der Gittersteuerung und der entsprechend hohen Proportionalverstärkung  $V_P = 150$  im Regelkreis wird praktisch trägheitslos die maximale negative Erregerspannung wirksam, die durch Steuerung in den äußersten Wechselrichterzustand möglich ist. Am Verhalten des Erregerstromes erkennt man, daß seine Änderung infolge der negativen Erregerspannung nur unwesentlich langsamer ist als die induktiv erzwungene Änderung des Erregerstromes. Bemerkenswert ist die Tatsache, daß der Erregerstrom vorübergehend wesentlich kleiner werden muß als im stationären Endzustand. Dies ist wegen der Dämpfung im Läufer erforderlich. Der Einfluß der Dämpfung wird später ausführlicher beschrieben; sie bedingt, daß der Erregerfluß hinter dem Erregerstrom nacheilt.

An dem idealen Übergangsverhalten erkennt man, daß trotz der hohen Proportionalverstärkung die Regelung einwandfrei stabil arbeitet. Beim schwellenden Anstieg geht die vorübergehende Spannungsabweichung auf 0,76 % vom Sollwert zurück, also auf  $1/5$  gegenüber Bild 3. Die Erregerspannung folgt der Abweichung so trägheitslos, daß sie noch den durch die Anfangsreaktanz bedingten Vorgängen zu folgen vermag. Aus diesem Grunde erzwingt die Stromrichter-erregung trotz kleinerer Änderungen der Erregerspannung kleinere Spannungsabweichungen bei schwellenden Blindlaständerungen. Die Schwankungen der Erregerspannung im stationären Zustand bei maximaler Blindlast sind eine



Folge der unruhigen Netzbelastung, die durch die hohe Proportionalverstärkung in der Erregerspannung verstärkt erscheint. Die 300-Hz-Oberschwingung der Stromrichter-Erregerspannung wurde für die Messung durch Filter ausgesiebt. Ein Verzug des Erregerstromes gegenüber der Blindlast ist kaum feststellbar.

Bild 5 zeigt zum Vergleich einen positiven Blindlastsprung. Dieser Vorgang wurde durch Abschalten kapazitiver Last eingeleitet. Der Vorzustand ist daher durch Untererregung gekennzeichnet. Die Spannungsabweichung  $\Delta U = 4,7\%$  der Generatorspannung ist negativ. Die Erregerspannung erreicht den Wert ihrer Deckenspannung von 480 V. Die zur Flußänderung wirksame Spannung beträgt nur 460 V, in Bild 4 war sie 508 V. Aus diesem Grunde und wegen des größeren Lastsprunges ist die Ausregelzeit von 0,16 s größer als in Bild 4. Infolge der geringeren Welligkeit der Meßgröße ist die bleibende Regelabweichung genauer ablesbar, sie beträgt 0,3 % der Generatorspannung. Man kann daraus errechnen, daß von Leerlauf bis Nennlastzustand eine bleibende Regelabweichung von rd. 0,7 % der

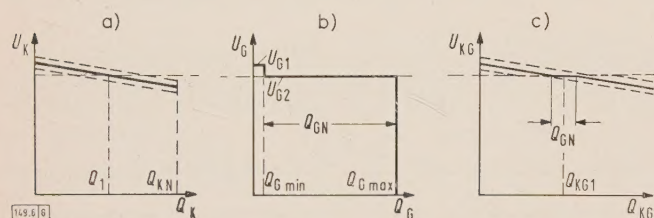


Bild 6. Statische Kennlinien a) mehrerer Generatoren im Parallelbetrieb mit konventioneller Erregung, b) eines Generators mit Stromrichter-erregung und c) bei Parallelbetrieb der konventionell und mit Stromrichter-erregten Generatoren. Erläuterungen im Text.

$U_K$	Sammelschienenspannung
$U_G$	Klemmenspannung des Generators mit Stromrichter-erregung
$Q_K$	Blindleistung der konventionell erregten Generatoren
$Q_G$	Blindleistung des Generators mit Stromrichter-erregung
$Q_{KN}$	Nenn-Blindleistung der Generatoren mit konventioneller Erregung
$Q_{GN}$	Nenn-Blindleistung des Generators mit Stromrichter-erregung
$Q_{KG}$	Blindleistung aller Generatoren in Parallelschaltung

Generatorspannung entsteht. Dieser Wert, der allen betrieblichen Forderungen vollauf gerecht wird, wurde nur durch Proportionalverstärkung erreicht. Es war weder differenzierendes noch integrierendes Verhalten des Reglers erforderlich. Der Regler und sein Abgleich wird dadurch sehr einfach. Die Spannungsregelung kann durch Verstellen eines Potentiometers innerhalb weniger Minuten auf den günstigsten Wert eingestellt werden.

#### Parallelbetrieb von stromrichter-erregten mit konventionell erregten Generatoren

Im vorstehenden wurden nur die Verhältnisse beim Betrieb eines einzelnen Generators betrachtet. Im Parallelbetrieb würde der Generator mit der höchsten Regelgüte den Hauptteil der Blindlaststöße übernehmen. Außerdem kann die bleibende Regelabweichung mit Rücksicht auf die erforderliche Einstellbarkeit der Verteilung der Blindlast auf die Generatoren nicht beliebig klein gemacht werden.

Bei erster Betrachtung scheint es daher widersinnig, einen einzelnen Generator hoher Regelgüte im Parallelbetrieb mit langsamer geregelten Generatoren arbeiten zu lassen. Die elektronische Regelungstechnik ermöglicht aber auch hier eine interessante Lösung.

Bild 6a zeigt z.B. die Abhängigkeit der Spannung  $U_K$  einer Sammelschiene von der Schein- oder Blindleistung  $Q_K$ , die aus der Sammelschiene entnommen wird. Die einspeisenden Generatoren seien konventionell erregt. Die Neigung der Kennlinie — die Statik — ist durch die bleibende Regelabweichung und die erforderliche Genauigkeit der Blindlastverteilung bestimmt. Die ausgezogene Linie stellt einen Normalzustand dar, die gestrichelten Linien können durch Vergrößern oder Verkleinern des Sollwertes der Spannung der Sammelschiene eingestellt werden. Dabei

ist es gleichgültig, ob dieser Befehl durch Erregungsänderung der Generatoren ausgeführt wird oder über Transformatoren mit Stufenverstellung. Zur einfacheren Darstellung wurden hier lineare Kennlinien angenommen, sie können in der Praxis hiervon mehr oder weniger abweichen.

Bei stoßartigen Blindlaständerungen ergeben sich vorübergehende Abweichungen von dieser Kennlinie, die Last verteilt sich entsprechend den charakteristischen Konstanten der Generatoren. Soll ein stromrichter-erregter Generator mit hoher Regelgüte und entsprechend hoher Proportionalverstärkung mit den vorhandenen Generatoren parallelgeschaltet werden, so liegt es nahe, seine Kennlinie an die des Netzes anzupassen. Man vermindert hierbei nicht die Proportionalverstärkung, weil damit auch die Regeleigenschaften verschlechtert würden, sondern führt eine Störwert-ausschaltung ein, die in Abhängigkeit von Schein- oder Blindlast unter Berücksichtigung des Vorzeichens des Phasenwinkels den Sollwert für die Spannungsregelung vermindert oder vergrößert. Die statische Lastverteilung läßt sich damit wie üblich einstellen. Der stromrichter-erregte Generator übernimmt aber in der gleichen Zeit, welche die konventionellen Erregungen zur Ausregelung benötigen, annähernd den vollen Blindlaststoß. Das ist meist nicht zulässig, da der Generator unzulässig überlastet wird.

Ein wesentlich besseres Verhalten kann erreicht werden, wenn man dem stromrichter-erregten Generator eine Spannungs-kennlinie nach Bild 6b gibt. Für dieses Beispiel wurde angenommen, daß die Nenn-Blindleistung des Generators mit Stromrichter-erregung  $Q_{GN} = \frac{1}{6} Q_{KN}$  beträgt, wobei  $Q_{KN}$  die Nenn-Blindleistung der die Sammelschiene speisenden konventionell erregten Generatoren insgesamt ist.

Die Spannung  $U_{G2}$  wird durch eine Regelung, wie sie zuvor beschrieben wurde, praktisch lastunabhängig konstant gehalten. Einen Generator mit dieser Spannungscharakteristik kann man nicht mit den Generatoren, deren Kennlinie in Bild 6a dargestellt ist, parallel schalten, da bei einer Blindlast  $Q_K \geq Q_{K1}$  die Differenz  $Q_K - Q_{K1} = Q_G$  ausschließlich von dem stromrichter-erregten Generator geliefert würde, dessen Blindlast also je nach dem Vorzeichen der Differenz induktiv oder kapazitiv wäre, und ihren Nennwert weit übersteigen könnte. Die Generatoren, die nach der Kennlinie in Bild 6a arbeiten, würden konstant mit  $Q_{K1}$  belastet werden, sie können ihre Blindlast nicht ändern, da ihre Klemmenspannung  $U_K = U_{G2}$  sich nicht ändert.

Um eine Überlastung des stromrichter-erregten Generators zu vermeiden, kann man durch eine zusätzliche Begrenzungsregelung erreichen, daß die Generatorklemmenspannung nach Überschreiten des eingestellten Grenzwertes  $Q_{G \max}$  sehr stark abfällt (Bild 6b). Analog erreicht man, daß die Generatorspannung stark ansteigt, wenn  $Q_{G \min}$  unterschritten wird. Bei dieser Minimallast-Begrenzung muß ferner durch eine Begrenzungsregelung dafür gesorgt werden, daß der Spannungsanstieg auf zulässige Werte begrenzt wird. Diese drei Begrenzungsregelungen  $Q_{G \max}$ ,  $Q_{G \min}$  und  $U_{G1}$  in Bild 6b lassen sich mit Transistorreglern bei geringem Aufwand leicht verwirklichen.  $Q_{G \min}$  ist durch die Stabilitätsgrenze und  $Q_{G \max}$  durch die Auslegung des Generators begrenzt. Durch die Lastbegrenzung ist auch die Einspeisung dieses Generators in mögliche Kurzschlüsse begrenzt.

Wenn man nun den Generator mit der Kennlinie nach Bild 6b, die durch  $U_{G1}$  und  $U_{G2}$ , sowie  $Q_{G \min}$  und  $Q_{G \max}$  gekennzeichnet ist, mit den konventionell erregten Generatoren, welche die Kennlinie nach Bild 6a haben, parallel schaltet, so ergibt sich eine Kennlinie für die gemeinsame Sammelschiene nach Bild 6c. Der Bereich  $Q_{GN}$  erscheint entsprechend der obigen Voraussetzung  $Q_{KN}/Q_{GN} = 6$  verkleinert. In diesem Bereich ist allein die Spannungsregelung des stromrichter-erregten Generators wirksam, die Spannung wird lastunabhängig auf dem Wert  $U_{G2}$  konstant gehalten. Überschreitet jedoch die aus der Sammelschiene entnommene Blind- oder Scheinlast  $Q_{KG}$  die Grenzen  $Q_{KG1}$



$\pm(Q_{GN}/2)$ , so folgt die Sammelschienenspannung  $U_{KG}$  der Kennlinie nach Bild 6a mit der dort eingestellten Neigung (Statik).

Vergrößert oder verkleinert man jetzt den Sollwert für die Spannung  $U_K$  wie für Bild 6a beschrieben, so ergibt sich in Bild 6c der gestrichelte Verlauf. Da  $U_{G2}$  nicht verändert wird, verschiebt sich gleichzeitig der Bereich  $Q_{GN}$  zu größeren oder kleineren Werten  $Q_{KG}$  hin.

Wenn man den Sollwert für  $U_K$  in Abhängigkeit von  $Q_G$  verändert, kann man erzwingen, daß der Betriebspunkt immer in der Mitte des Bereiches  $Q_{GN}$  liegt. Blindlastsprünge, die kleiner sind als  $Q_{GN}/2$  werden dann immer durch die Spannungsregelung des stromrichtererregten Generators mit hoher Regelgüte ausgeglichen. Der Anteil des Lastsprunges, der diesen Wert übersteigt, muß durch die anderen Generatoren ausgeglichen werden. Die verbleibende Abweichung (Statik) wird durch das Nachstellen von  $U_K$  in Abhängigkeit von  $Q_G$  ausgeglichen.

Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, daß man die hohe Regelgüte des stromrichtererregten Generators in dem Bereich ausnutzen kann, der ohne Überlastung des Generators zulässig ist, und daß die Neigung der Kennlinie nach Bild 6a keine bleibenden Abweichungen der Sammelschienenspannung mehr zur Folge haben kann.

Ein ähnliches Verfahren ist auch anwendbar, wenn ein Stützpunkt über lange Leitungen\* gespeist wird, über die möglichst nur Wirkleistung transportiert werden soll. Die Spannungsregelung des Stützpunktes wird dann durch eine stromrichtererregte Phasenschieber-Synchronmaschine übernommen, die nach einer Kennlinie nach Bild 6b arbeitet. In Abhängigkeit von der Belastung der Blindleistungsmaschine können auch Kondensatoren zu- und abgeschaltet werden.

#### Stromrichtererregter Phasenschieber zur unverzögert wirkenden Blindlastkompensation

Die Anwendung der Stromrichtererregung auf eine Phasenschieber-Synchronmaschine soll kurz an einem Modellversuch erläutert werden. Eine Phasenschieberanordnung nach Bild 7 bietet die Möglichkeit, Bedingungen für die Blindlastentnahme einzuhalten, wie sie mitunter von Elektrizitätsversorgungs-Unternehmen gestellt werden, ohne daß diese Bedingungen bei den angeschlossenen Energie-

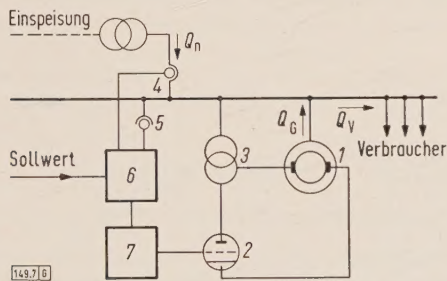


Bild 7. Prinzipschaltbild einer elektronisch erregten und geregelten Phasenschieber-Synchronmaschine.

- |                            |                                       |
|----------------------------|---------------------------------------|
| 1 Phasenschieber-Generator | 6 Transistorregler                    |
| 2 Stromrichter             | 7 Gittersteuersatz                    |
| 3 Transformator            | $Q_n$ Blindlastanteil des Netzes      |
| 4 Stromwandler             | $Q_G$ Blindleistung des Generators    |
| 5 Spannungswandler         | $Q_V$ Blindlastbedarf der Verbraucher |

auch proportional der Wirkleistung geführt werden, wenn eine Regelung des Leistungsfaktors gewünscht wird.

Bild 8 zeigt den Verlauf der Blindleistung, wie bei schwellendem Blindlastanstieg der Verbraucher nur vorübergehend ein geringer Bruchteil der von den Verbrauchern geforderten Blindlast aus dem Netz entnommen wird. Da derartige Generatoren meist nur kurzzeitige Vorgänge überbrücken müssen, können sie mit ihrer Nennleistung ein Mehrfaches an Blindleistung kompensieren.

Erwähnt sei noch, daß in einem Hüttenwerk durch eine Phasenschieber-Anlage nach Bild 7 erst die Verwendung von Stromrichtern zur Speisung einer schweren Reversierstraße ermöglicht wurde<sup>2)</sup>.

Ein solcher Phasenschieber bietet auch neue Möglichkeiten, die für die Energieverteilung allgemein interessant

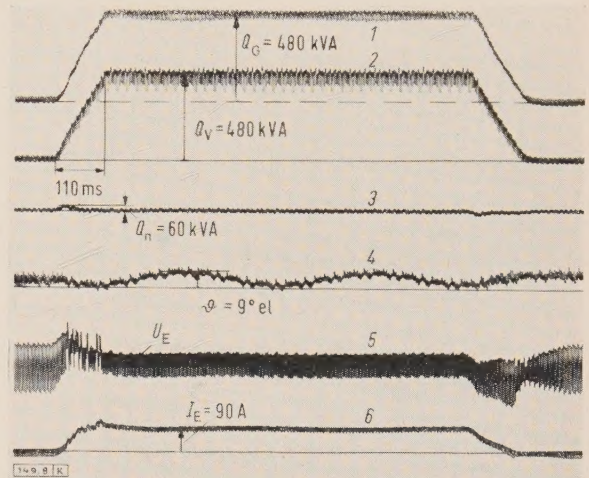


Bild 8. Oszillogramm des dynamischen Verhaltens einer 160-kVA-Phasenschieber-Synchronmaschine mit elektronischer Erregung und Regelung bei verzögertem Blindlastanstieg.

- |                                |                   |
|--------------------------------|-------------------|
| 1 Phasenschieber-Blindleistung | 4 Polradwinkel    |
| 2 Verbraucher-Blindleistung    | 5 Erregerspannung |
| 3 Blindleistung aus Netz       | 6 Erregerstrom    |

sind, nämlich bei der Beantwortung der Frage, ob die Blindlast in den Schwerpunkten des Verbrauchers oder der Wirkleistungserzeugung bereitgestellt werden soll.

Bisher war es allgemein üblich, daß Kraftwerksgeneratoren für einen Leistungsfaktor  $\cos \varphi = 0,7$  bis  $0,8$  ausgelegt wurden und die Blindleistung mit der Wirkleistung über die Netze den mehr oder weniger entfernten Verbrauchern zugeführt wurde. Sind die Erzeuger, wie das bei Wasser- und Braunkohlenkraftwerken meist der Fall ist, weit von den Verbraucherschwerpunkten entfernt, dann müssen beachtliche Übertragungsverluste für die Blindleistung in Kauf genommen werden.

Diese Verluste kann man umgehen, indem man die Blindleistung in den Verbraucherschwerpunkten erzeugt. Voraussetzung dafür ist, daß es Blindlasterzeuger gibt, die schnelle und große Blindlaständerungen stetig beherrschen. Hier bietet die elektronisch erregte Phasenschiebermaschine eine neue Möglichkeit, die wesentliche Vorteile gegenüber den bisher üblichen Mitteln, z. B. umlaufende Phasenschieber mit Erregermaschine oder Kondensatoren hat.

#### Verbesserung der dynamischen Stabilität

Die hohe Regelgüte ist auch von entscheidendem Vorteil, wenn die dynamische Stabilität bei der Energieübertragung über lange Leitungen kritisch ist, z. B. bei der Einspeisung eines Wasserkraftgenerators in ein entferntes Netz. In diesem Falle kommt noch die Einsparung der konstruktiv unerwünschten langsam laufenden Erregermaschine hinzu.

<sup>2)</sup> Diese Lösung wurde auf Grund von Anregungen durch Obering. A. Nagel von der Röhlingschen Eisen- und Stahlwerke GmbH, Völklingen/Saar, gefunden und mit ihm gemeinsam entwickelt. Die Versuche dazu wurden von A. Schöningh durchgeführt.

verbrauchern berücksichtigt werden müssen. Das ist ein großer Vorteil, da sonst die Wahl der Verbraucherart oder die Betriebsweise wesentlichen Einschränkungen unterläge. Die von den Verbrauchern geforderte Blindleistung  $Q_V$  wird nicht (oder nur zu einem gewünschten Teil  $Q_n$ ) aus dem Netz entnommen, sondern durch den Generator 1 (Bild 7) geliefert. Sie ist mit  $Q_G$  bezeichnet. Geregelt wird die aus dem Netz entnommene Blindleistung  $Q_n$ , die über den Stromwandler 4 und den Spannungswandler 5 direkt elektrisch gemessen wird. Der Sollwert für  $Q_V$  kann konstant mit beliebigen Werten vorgegeben werden; er kann aber



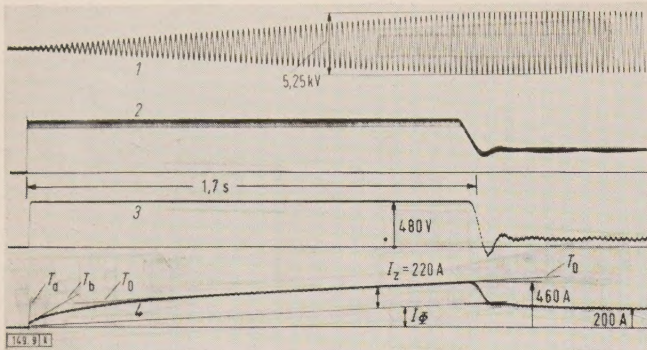


Bild 9. An einem 46,7-MVA-Generator aufgenommenes Oszillogramm bei selbsttätiger Erregung auf Nennspannung. Erläuterungen im Text.

- 1 Generatorspannung
- 2 Regler-Ausgangsspannung
- 3 Erregerspannung
- 4 Erregerstrom

Bei Synchronmotoren ist durch Anwenden der Stromrichtererregung ein Erweitern der Stabilitätsgrenzen möglich. Nach einem Vorschlag von *Depenbrock* bietet sich durch eine zweite Erregerwicklung oder durch mehrere ebenfalls über Stromrichter gespeiste Erregerwicklungen die

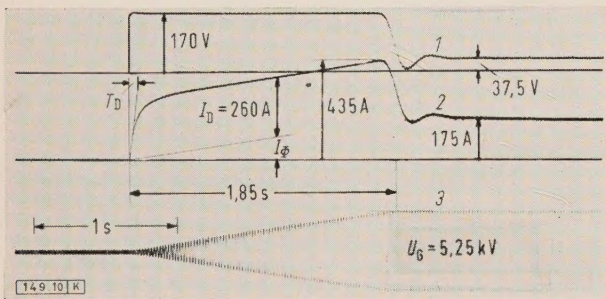


Bild 10. An einem 20-MVA-Turbogenerator mit besonders starkem Dämpferkäfig aufgenommenes Oszillogramm bei selbsttätiger Erregung. Erläuterungen im Text.

- 1 Erregerspannung
- 2 Erregerstrom
- 3 Generatorspannung

Möglichkeit, den wirksamen Fluß relativ zum Läufer zu drehen und dadurch jedes Außertrittfallen in weiten Grenzen zu verhindern.

### Einfluß der Läuferdämpfung auf die Spannungsregelung

Über die Dämpfung im Läufer wurde bereits in einem vorhergehenden Abschnitt gesprochen. Sie wird durch Wirbelströme im massiven Eisen oder — wenn vorhanden — im Dämpferkäfig wirksam. Bisher war der Einfluß dieser Wirbelströme, deren Zeitkonstante in der Größenordnung derjenigen entsprechend der Anfangsreaktanz liegt, gegenüber der Verzugszeit der konventionellen Erregereinrichtung vernachlässigbar. Nachdem mit der Stromrichtererregung die Stellzeit auf wenige Millisekunden vermindert wurde, ist die Zeitkonstante infolge der Dämpfung für die Regelung ebenfalls ausschlaggebend bei Stabilitätsbetrachtungen geworden. Der Einfluß der Dämpfung auf die Erregung ist aus Bild 9 und 10 ersichtlich.

Bild 9 zeigt das Oszillogramm eines Erregungsvorgangs. Hierbei lag die volle Erregerspannung an der Generator-Erregerwicklung, bis die Spannungsregelung beim Erreichen der Nennspannung eingriff. Bemerkenswert an diesem Oszillogramm ist das Verhalten des Erregerstromes im Vergleich zur Generatorspannung, die man als Maß für den magnetischen Fluß betrachten kann. Der Fluß steigt fast linear auf einen stationären Endwert an. Die dafür erforderliche Durchflutung ist mit  $I_\phi$ , die zugeordnete Zeitkonstante mit  $T_0$  bezeichnet.

Der vom Polrad vorübergehend aufgenommene Erregerstrom ist jedoch mehr als doppelt

so groß wie der Erregerstrom im stationären Endzustand und steigt anfangs wesentlich steiler an. Der Zusatzstrom  $I_z$  fließt infolge der in den Wirbelstromkreisen und dem Dämpferkäfig des Läufers durch die Flußänderung induzierten Spannungen. Die beiden Zeit-

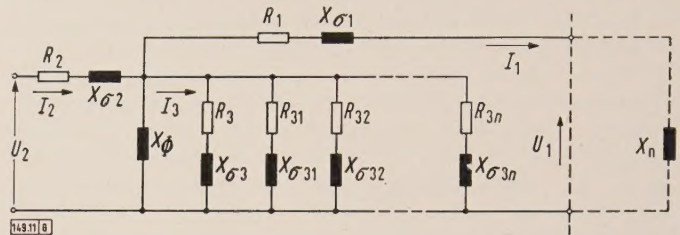


Bild 11. Ersatzschaltbild für den Leerlaufzustand des Synchrongenerators zur Darstellung der von der Dämpfung ausgeübten Wirkung.

- |                                    |                                   |
|------------------------------------|-----------------------------------|
| $R_1$                              | Widerstand der Ständerwicklung    |
| $R_2$                              | Widerstand der Erregerwicklung    |
| $R_3$ bis $R_{3n}$                 | Widerstand der Dämpferkreise      |
| $X_{\sigma 1}$                     | Ständerstreureaktanz              |
| $X_{\sigma 2}$                     | Streureaktanz der Erregerwicklung |
| $X_{\sigma 3}$ bis $X_{\sigma 3n}$ | Streureaktanz der Dämpferkreise   |
| $X_\phi$                           | Hauptreaktanz                     |
| $X_n$                              | Netzkenngroße                     |
| $U_1$                              | Generatorspannung                 |
| $U_2$                              | Erregerspannung                   |
| $I_1$                              | Ständerstrom                      |
| $I_2$                              | Erregerstrom                      |
| $I_3$                              | Dämpferstrom                      |

konstanten  $T_a$  und  $T_b$  sind bedingt durch die unterschiedlichen Kenngrößen Widerstand und Streuung bei den Dämpferstäben und für die Wirbelstromkreise im Eisen. Wie groß der Einfluß der Dämpfung auf das Übergangsverhalten des Erregerstromes ist, erkennt man aus dem Vergleich mit Bild 10. In diesem ist das Oszillogramm des Erregervorganges eines von einer Gasturbine angetriebenen Turbogenerators dargestellt, der einen besonders wirksamen Dämpferkäfig hat, da zum Anwurf der Gasturbine, die nicht selbständig anfahren kann, der Generator anfangs als Asynchronmotor angefahren wird. Man erkennt, daß der Einfluß des massiven Läufer Eisens, der in Bild 9 an der Zeitkonstante  $T_b$  noch deutlich erkennbar ist, gegenüber dem Einfluß des kräftigen Dämpferkäfigs verschwindet. Der Zusatzerregerstrom infolge der Dämpferströme ist 1,5-mal so groß wie der Leerläufererregerstrom. Es ist außer der

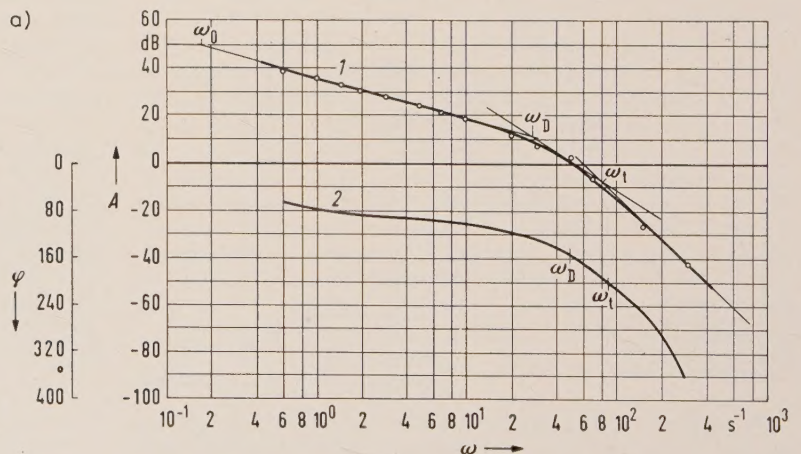


Bild 12. Frequenzkennlinien für den offenen Spannungsregelkreis eines Synchrongenerators. 46,7 MVA; Leerlauf; bei 76 % Nennspannung.

- 1 Amplitudengang  $A$  in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz  $\omega$
- 2 Phasengang  $\varphi$  in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz  $\omega$
- 3 Regler mit P-Verstärkung
- 4 gittergesteuerter Stromrichter
- 5 Dämpfung des Generators
- 6 Hauptfluß des Generators
- 7 300-Hz-Meßfilter



Hauptfluß-Zeitkonstante  $T_0$  nur noch eine Zeitkonstante  $T_D = 70$  ms erkennbar.

Bild 11 zeigt für den Leerlaufzustand ( $I_1 = 0$ ) ein vereinfachtes Ersatzschaltbild. Beim Turboläufer werden Dämpferstäbe in Form von Nutkeilen verwendet. Ihre Streuung gegenüber der Erregerwicklung kann für die vorliegende Betrachtung vernachlässigt werden, so daß ihr Einfluß durch den Widerstand  $R_3$  und die Streureaktanz  $X_{03} = 0$  dargestellt werden kann. Beim Polrad sind die Dämpferstäbe im Polkopf untergebracht und  $X_{03}$  hat endliche Werte. Will man die Verteilung der Dämpferstäbe berücksichtigen, so muß man für die Kenngrößen der einzelnen Stäbe Indizes (31 bis 3n) einführen. Die Dämpfung im Eisen muß, wenn sie gegenüber den Dämpfungsstäben nicht vernachlässigt werden kann, für beide Ausführungsformen ebenfalls durch eine Reihe von Stromkreisen mit verschiedenen Kenngrößen (Indizes 31 bis 3n) dargestellt werden, damit die Eindringtiefe der Wirbelströme in das Eisen berücksichtigt wird.

Die Vorausberechnung dieser Kenngrößen ist bisher kaum versucht worden. Ihre quantitative Berücksichtigung wird noch dadurch erschwert, daß sie stark vom Magnetisierungszustand und den äußeren Kenngrößen, wie Netz und Last, abhängig sind. Für den 46,7-MVA-Generator, dessen Erregungsverhalten in dem Oszillogramm in Bild 9 gezeigt wurde, konnten mit einem Frequenzkennlinien-Analysator die Frequenzkennlinien (Bild 12) aufgenommen werden.

Aus diesen Kennlinien kann man folgende Zeitkonstanten für den Regelkreis ablesen:

$$T_0 = \frac{1}{\omega_0} = 5 \text{ s als Hauptflußkonstante (extrapoliert),}$$

$$T_D = \frac{1}{\omega_D} = 20 \text{ bis } 40 \text{ ms als Dämpfungszeitkonstante,}$$

$$T_t = \frac{1}{\omega_t} = 11 \text{ ms Totzeit für den Stromrichter mit Gittersteuerung.}$$

Die für  $T_D$  aus dem Amplituden- und Phasengang entnommenen Werte weichen etwas voneinander ab.

Das Vorhandensein einer derartigen Zeitkonstante ist auch aus dem Ersatzschaltbild (Bild 11) erkennbar. Wesentlich ist, daß man die Erregerwicklungs-Streureaktanz  $X_{02}$  nicht vernachlässigen darf. Erst mit dieser und den Dämpferkreisen zusammen läßt sich ein Übergangsverhalten zweiter Ordnung von  $U_1$  bei Änderung von  $U_2$  erklären. Die Zeitkonstante für das Istwertfilter ist kleiner als 5 ms und liegt damit außerhalb der Messung.

Theoretisch müßte der Verlauf des Amplitudenganges von der Stromrichter-Totzeit unbeeinflusst bleiben. Die Tat-

sache, daß die Stromrichter-Totzeit im Amplitudengang von Bild 12 doch einen Knick von 40 auf 60 dB je Dekade verursacht, ist darauf zurückzuführen, daß die Gittersteuerung kein exaktes Totzeitverhalten hat.

Die Werte  $T_D = 20$  bis 40 ms bzw.  $T_D = 70$  ms in Bild 10 zeigen, daß die mit Rücksicht auf die Stabilität der Regelung einstellbare Proportionalverstärkung nicht mehr in erster Linie von der „Totzeit“ des gittergesteuerten Stromrichters abhängt, die noch auf 5 ms vermindert werden kann, sondern von den Zeitkonstanten infolge der Dämpfung des Generators.

### Zusammenfassung

Die Stromrichtererregung für Synchronmaschinen bietet gegenüber der Maschinenerregung einige bemerkenswerte technische Vorteile. Durch Vergleichsmessungen an einer 46,7-MVA-Anlage mit Maschinen- und Stromrichtererregung bei extremen Lastschwankungen wird die Regelgüte nachgewiesen, die mit einfachen Mitteln bei Stromrichtererregung erreichbar ist. Ein Verfahren zur Ausnutzung der guten Regeleigenschaften der Stromrichtererregung bei Parallelbetrieb mit einer Mehrzahl von konventionell erregten Generatoren und die Möglichkeiten einer unverzögert wirkenden Blindlastkompensation mit einer elektronisch erregten Phasenschieber-Synchronmaschine werden gezeigt. Der Einfluß des Dämpferkäfigs auf die Spannungsregelung bei Stromrichtererregung wird beschrieben.

### Schrifttum

- [1] Phillips, A. H., u. Lambert, W. H., u. Pattison, D. R.: Excitation improvement — electronic excitation and regulation of electric generators as compared to conventional methods. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (I) Bd. 69 (1950) S. 338–341.
- [2] Colaiaco, A. P., u. Johnson, A. A., u. Reilly, J. E.: Design and test on electronic exciter supplied from common shaft-driven generator. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (I) Bd. 69 (1950) S. 328–337.
- [3] Modlinger, R.: Die selbsttätige Spannungsregelung von Synchrongeneratoren mittels gittergesteuerter Gleichrichter. ETZ-A Bd. 75 (1954) S. 273–278.
- [4] Forst, H.-J.: Ein neuer 40-t-Lichtbogen-Stahlschmelzofen mit auswenkbarem Deckel für Korbbeschildung. BBC-Nachr. Bd. 37 (1955) S. 60–63.
- [5] Rieger, F.: Einige Probleme bei der Auslegung von Grenzleistungs-generatoren. VDE-Fachber. Bd. 19 (1956) S. 1/118–123.
- [6] Frey, W., u. Noser, R.: Neuentwicklungen für die Erregung und Regelung von Synchronmaschinen. CIGRE-Ber. 1958, Nr. 127.
- [7] Haumann, K. P.: Regel- und Schutzeinrichtungen bei stromrichter-erregten Synchrongeneratoren. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 108–111.
- [8] Zwicky, R.: Rasche Feldänderung bei der Regelung elektrischer Maschinen. Sci. electr. Bd. 4 (1958) S. 137–148.
- [9] Bühler, H.: Methoden zur Erregung von Synchronmaschinen. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 49 (1958) S. 911–921.
- [10] Ettinger, E. D., u. Gloukh, E. M., u. Chaly, G. V.: Electronic exciters for hydrogenerators of the Kuibyshev hydroelectric power plant. CIGRE-Ber. 1958 (ohne Nummer).
- [11] Nahrgang, S.: Verfahren und Anordnung zur Regelung von Gleichstrommotoren. DB-Patent Nr. 928 054 Kl 21 c Gr. 5910 vom 18. November 1951.

## Ein neues Prinzip zur kontaktlosen Signalgabe

Von Walter Engel, Friedrich Kuhrt und Hans Joachim Lippmann, Nürnberg\*)

DK 621.398.082.74

Unter kontaktloser Signalgabe soll im folgenden die Übertragung von Signalen über kurze Entfernungen ohne mechanische Berührung zwischen Signalgeber und Signalempfänger verstanden werden. Darüber hinaus soll der Begriff „kontaktlos“ darauf hinweisen, daß die nach dem neuen Prinzip arbeitende Einrichtung keine elektrischen Kontakte enthält.

### Allgemeines

Die physikalischen Mittel, die zu einer kontaktlosen Signalgabe über kürzere Reichweiten ausgenutzt werden können, sind Licht, Ultraschall, Isotopenstrahlung, elektrische Felder (kapazitive Steuerung) und magnetische Felder.

Die kontaktlose Signalgabe mittels magnetischer Felder hat den Vorteil, daß der Signalgeber ein einfacher Dauermagnet sein kann. Als Empfänger wird ein Hallgenerator [1 bis 3] benutzt, der den vom Dauermagnet ausgehenden magnetischen Fluß in eine elektrische Spannung umsetzt. Dabei ist die Ausgangsspannung der magnetischen Induktion proportional, die den Hallgenerator durchsetzt. Zur Signalgabe können daher Magnetfelder verwendet werden, die sich schnell oder auch beliebig langsam verändern.

### Prinzip der kontaktlosen Signalgabe mit Hallgeneratoren

Eine Anordnung zur kontaktlosen Signalgabe mit Hallgenerator besteht aus drei Hauptteilen: dem Sendemagnet, dem Empfangskopf mit eingebautem Hallgenerator und einer nachfolgenden Verstärkereinrichtung (Bild 1). Das

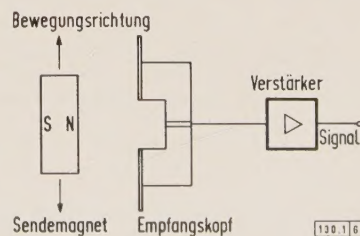


Bild 1. Prinzip der kontaktlosen Signalgabe.

\*) Dipl.-Phys. W. Engel, Dr. rer. nat. F. Kuhrt und Dr. rer. nat. H. J. Lippmann sind Mitarbeiter der Siemens-Schuckertwerke AG, Nürnberg.



Signal wird durch eine Relativbewegung zwischen Sendemagnet (Dauermagnet) und Empfangskopf gegeben. Bei dieser Relativbewegung ändert sich der den Empfangskopf durchsetzende magnetische Fluß. Der im Empfangskopf eingebaute Hallgenerator wird von einem Steuerstrom erregt und setzt die magnetische Induktion in eine proportionale Spannung um. Diese Spannung wird einem Verstärker zugeführt, der das Signal in eine für die Weiterverarbeitung

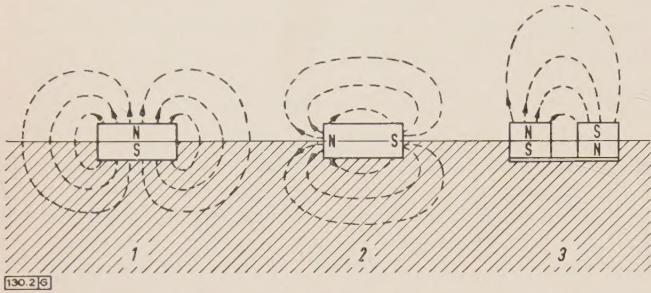


Bild 2. Verschiedene Magnet-Typen.  
1 Flachmagnet 2 und 3 Dipolmagnete

gewünschte Form bringt. Als Verstärker sind Röhrenverstärker, Transistorverstärker und auch Magnetverstärker möglich.

Aufbau und Wirkungsweise der drei Hauptteile

Sendemagnet

Als Sendemagnet wird vorzugsweise ein Dauermagnet oder eine Anordnung von Dauermagneten benutzt. Hierfür kommen zwei Typen in Frage: der in Querrichtung magnetisierte Flachmagnet 1 und der in Längsrichtung magnetisierte Dipolmagnet 2 (Bild 2). Zum Dipolmagnet-Typ gehört auch die Anordnung 3 nach Bild 2. Gegenüber dem einfachen Stabmagnet hat diese Anordnung den Vorteil, daß der gesamte magnetische Streufluß im für die Signalgabe wirksamen Feldbereich liegt. Die Art der Magnetisierung und die räumliche Orientierung der Dauermagnete zum Empfangskopf gestatten verschiedene Möglichkeiten der Signalgabe, die im Abschnitt „Empfangskopf“ erläutert werden.

Zur Übermittlung von Signalen höheren Informationsinhalts können matrixartig angeordnete Dauermagnete mit unterschiedlich eingestellter Magnetisierungsrichtung verwendet werden. Der Informationsinhalt einer solchen Gruppe von Dauermagneten kann konstant sein oder im Sinne einer wechselnden Beschriftung geändert werden. Beschriften kann man z. B. durch Ummagnetisieren der feststehenden Dauermagnete oder durch mechanisches Umlappen in zwei oder mehrere Vorzugslagen. Während das

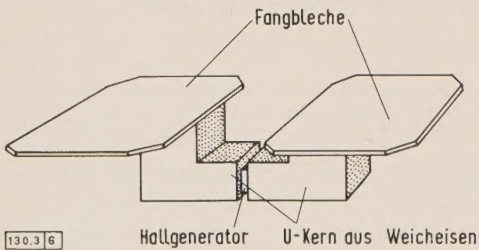


Bild 3. Aufbau des Empfangskopfes.

Ummagnetisieren der matrixartig angeordneten Dauermagnete nur durch direktes Aufsetzen einer entsprechenden Prägemagnetanordnung erreicht werden kann, ist das Umlappen der Dauermagnete ohne mechanisches Berühren durch Vorbeibewegen an der Prägemagnetanordnung in geeignetem Abstand möglich.

Empfangskopf

Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Empfangskopfes. Er besteht aus zwei L-förmigen weichmagnetischen Kernteilen, die zu einem U-förmigen Kern so zusammen-

gesetzt sind, daß im Mittelschenkel ein Luftspalt zur Aufnahme des Hallgenerators bleibt. Um einen möglichst großen Anteil des magnetischen Flusses des Sendemagneten im Luftspalt des Empfangskopfes zu bündeln, sind die Stirflächen mit weichmagnetischen Fangblechen versehen. Da der Empfangskopf keine bewegten Teile enthält, kann er mit Kunstharz in einem unmagnetischen Gehäuse vergossen und somit zu einem robusten Bauteil ausgebildet werden. Die Gesamtansicht eines Empfangskopfes zeigt Bild 4.

Der in dem Luftspalt des Empfangskopfes eingebaute Hallgenerator besteht aus zwei kleinen Ferritplatten, zwischen die eine dünne Halbleiterschicht eingebettet ist. Auf diese Weise wird erreicht, daß der effektive Luftspalt des Empfangskopfes praktisch gleich der Dicke der Halbleiterschicht ist. Als Werkstoff für den Halbleiter wird vorteilhaft Indiumantimonid verwendet. Dieser Halbleiterwerkstoff erfüllt die für technische Anwendungen notwendige Bedingung einer möglichst hohen Ausgangsleistung bei einer Temperaturabhängigkeit<sup>1)</sup> der Ausgangsspannung von rd. 1 %/grd. Auf eine digitale Weiterverarbeitung des Signals hat diese Temperaturabhängigkeit praktisch keinen Einfluß. Steuer- und hallseitiger Innenwiderstand eines für die genannten Zwecke geeigneten Hallgenerators betragen rd. 2 Ω. Im eingebauten Zustand kann dieser Hallgenerator mit einem maximal zulässigen Steuerstrom von 500 mA erregt werden. Die bei diesem Steuerstrom erreichbare Ausgangsspannung wird durch die Sättigungsinduktion der Ferriteinbettung begrenzt und beträgt rd. 0,8 V.

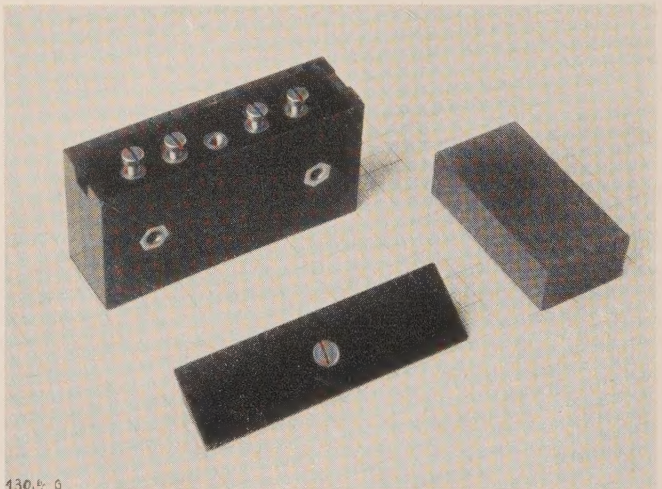


Bild 4. Empfangskopf mit zugehörigem Flachmagnet.

Zur Signalgabe mit einem Flachmagnet bewegt sich der Sendemagnet in x-Richtung im Abstand D am Empfangskopf vorbei (Bild 5a). Die Beeinflussung des Empfangskopfes durch den magnetischen Streufluß des Flachmagneten ist in Bild 5b für drei charakteristische Stellungen dargestellt. Steht der Flachmagnet symmetrisch über der Mitte des Empfangskopfes ( $x = 0$ ), so wird der im Luftspalt des Empfangskopfes befindliche Hallgenerator nicht vom magnetischen Fluß durchsetzt; die Hallspannung ist dann Null. Bei Auslenkung des Flachmagneten aus dieser Symmetrielage wird der magnetische Fluß über den Luftspalt gelenkt und der Hallgenerator je nach Auslenkungsrichtung im positiven oder negativen Sinn erregt. In Bild 5c ist die Hallspannung  $u_2$  des beschriebenen und in Bild 4 abgebildeten Empfangskopfes abhängig von der Auslenkung des Flachmagneten aufgetragen. Der Steuerstrom des Hallgenerators betrug 400 mA.

Als Flachmagnet wurde ein den Abmessungen des Empfangskopfes entsprechend bemessener Dauermagnet (Bild 4) verwendet. Bei Auslenkung des Flachmagneten in positiver x-Richtung wächst die Hallspannung an, durchläuft ein Maximum und fällt schließlich für große Auslenkungen

<sup>1)</sup> Bei Verwendung von Indiumarsenid als Halbleiterwerkstoff kann die Temperaturabhängigkeit auf 1 %/grd herabgesetzt werden; dabei sinkt die Ausgangsspannung des Empfangskopfes um den Faktor 3.



wieder auf Null. Die Steilheit im Nullpunkt und die Höhe des Maximums sind um so größer, je kleiner der Abstand  $D$  zwischen Sendemagnet und Empfangskopf ist. Für Auslenkung in negativer  $x$ -Richtung gelten dieselben Verhältnisse mit umgekehrtem Vorzeichen für die Hallspannung.

Bei der Signalgabe mit einem Dipolmagnet sind Dipolmagnet und Empfangskopf entsprechend Bild 6a zueinander angeordnet. Bild 6b links zeigt an Hand eines Feldlinienbildes die Beeinflussung des Empfangskopfes durch den Streufluß des Dipolmagneten im Abstand  $D$  in

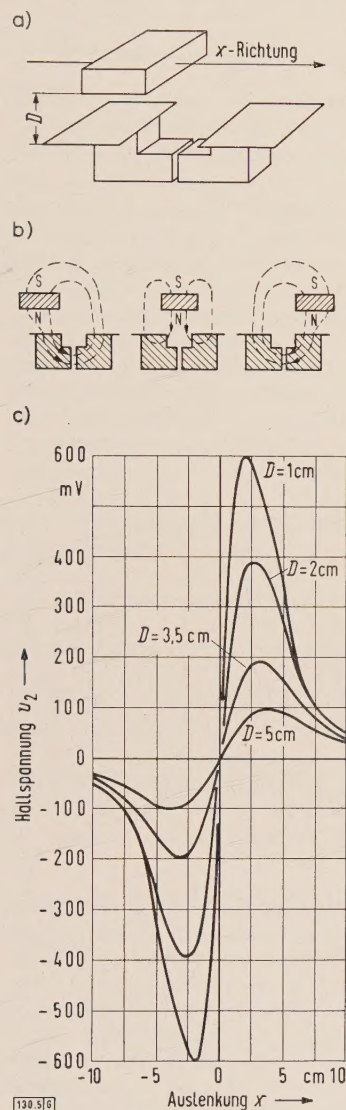


Bild 5. Signalgabe mit einem Flachmagnet.

- Anordnung mit Flachmagnet und Empfangskopf,
- schematischer Verlauf der magnetischen Feldlinien,
- Ausgangsspannung des Empfangskopfes, abhängig von der Auslenkung  $x$ .

der Stellung  $x = 0$ . Bei Auslenkung des Dipolmagneten aus dieser Symmetrielage senkrecht zur Zeichenebene nimmt der den Empfangskopf durchsetzende Streufluß ab, und zwar unabhängig von der Auslenkungsrichtung. Dementsprechend erreicht die Hallspannung  $U_H$  ein Maximum (Bild 6c), wenn der Dipolmagnet symmetrisch über dem Empfangskopf steht ( $x = 0$ ), und fällt für positive und negative Auslenkungen aus dieser Lage auf Null ab. Die Höhe des Maximums ist wiederum um so größer, je kleiner der Abstand  $D$  zwischen Dipolmagnet und Empfangskopf ist. Bei einer Drehung des Dipolmagneten um  $180^\circ$  wird der Empfangskopf vom magnetischen Streufluß in entgegengesetzter Richtung durchsetzt (Bild 6b rechts); für die vom Empfangskopf abgegebene Hallspannung gelten daher die gleichen Verhältnisse wie in Bild 6c, jedoch mit negativem Vorzeichen.

Der wesentliche Unterschied zwischen den beschriebenen Signalgabemöglichkeiten mit Flachmagnet und Dipolmagnet besteht darin, daß bei der Signalgabe mit einem Flachmagnet die Ausgangsspannung des Empfangskopfes beim Durchlaufen der symmetrischen Mittellage ( $x = 0$ ) ihr Vorzeichen wechselt, während bei der Signal-

gabe mit einem Dipolmagneten je nach Anordnung des Magneten eine nur positive oder nur negative Ausgangsspannung abgegeben wird. Die Signalgabe mit einem Flachmagneten ist daher besonders für solche Anwendungen geeignet, bei denen eine möglichst genaue Angabe der Stellung eines bewegten Objektes gewünscht wird, z. B. bei Bündigkeitssteuerungen. Die Signalgabe mit einem Dipolmagnet erfüllt dagegen die Bedingungen für eine Informationsübermittlung mit Ja-Nein-Inhalt.

Die in Bild 5 und 6 wiedergegebenen Ausgangsspannungen wurden statisch gemessen, d. h. bei beliebig

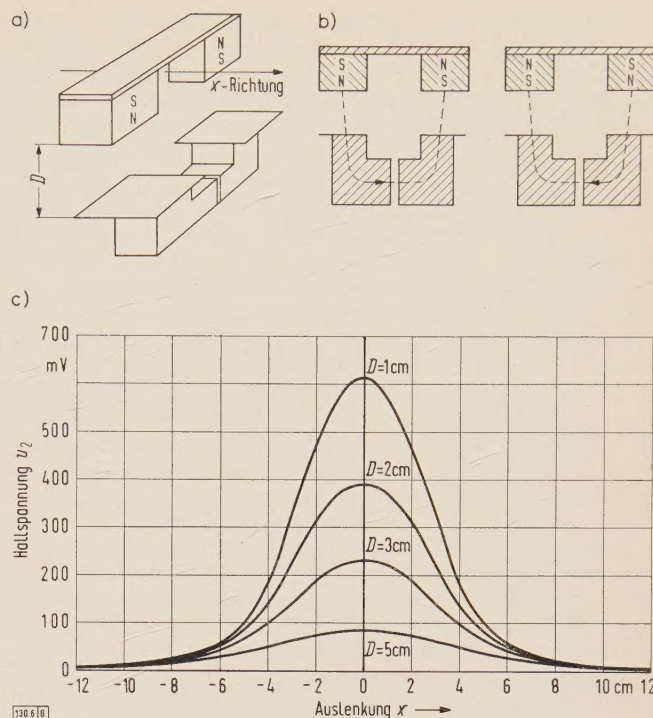


Bild 6. Signalgabe mit einem Dipolmagnet.

- Anordnung mit Dipolmagnet und Empfangskopf,
- schematischer Verlauf der magnetischen Feldlinien,
- Ausgangsspannung des Empfangskopfes, abhängig von der Auslenkung  $x$ .

kleiner Relativgeschwindigkeit zwischen Empfangskopf und Sendemagnet. Bei fast allen praktischen Anwendungen bewegt sich jedoch der Sendemagnet mit endlicher Geschwindigkeit am Empfangskopf vorbei. Insbesondere können bei der Übermittlung von Informationen mit Ja-Nein-Inhalt durch Vorbeibewegen eines Dipolmagneten am Empfangskopf Relativgeschwindigkeiten bis zu 30 m/s auftreten. Für solche Anwendungen ist daher das dynamische Verhalten des Empfangskopfes entscheidend. Bei einer Geschwindigkeit von 60 m/s und einer Empfangsbreite<sup>2)</sup> von rd. 20 cm nach Bild 6 ergibt sich eine Dauer für die Einwirkung des magnetischen Flusses auf den Empfangskopf von 3 ms.

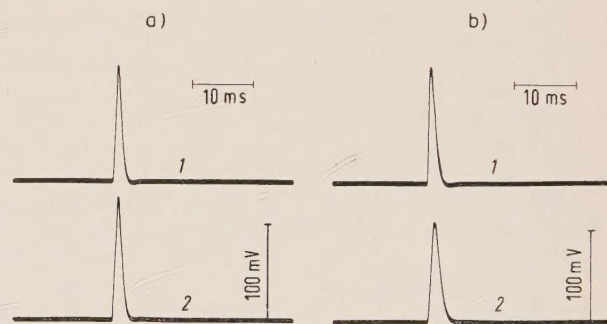


Bild 7. Oszillogramme eines Magnetfeldimpulses und eines Hallspannungsimpulses.

- Empfangskopf ohne Gehäuseblech,
  - Empfangskopf mit Gehäuseblech (1,5 mm dickes Messingblech).
- Magnetfeldimpuls
  - Ausgangsspannung des Empfangskopfes

Für die dynamischen Messungen am Empfangskopf wurden kurzzeitige Magnetfeldimpulse durch eine Kondensatorentladung über eine Luftspule erzeugt. Die Zeitkonstante des Entladungskreises wurde so gewählt, daß die Dauer der Magnetfeldimpulse rd. 3 ms betrug. Das Oszillogramm in

<sup>2)</sup> Die Empfangsbreite ist der Auslenkungsbereich des Sendemagneten aus der symmetrischen Mittellage, für den die Ausgangsspannung des Empfangskopfes größer  $\pm 10\text{ mV}$  (Ansprechempfindlichkeit des nachfolgenden Verstärkers) ist.



Bild 7a zeigt den zeitlichen Verlauf des Magnetfeldimpulses (Kurve 1) und die Ausgangsspannung des Empfangskopfes (Kurve 2). Der Hallspannungsimpuls ist im Rahmen der Meßgenauigkeit ein ideales, verzögerungsfreies Abbild des Magnetfeldimpulses. Um den Einfluß eines

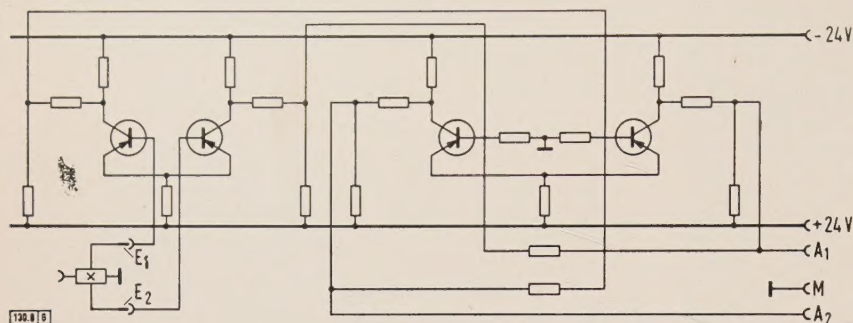


Bild 8. Schaltbild des Transistorverstärkers.

Blechgehäuses zu studieren, in das der Empfangskopf zum Schutz gegen mechanische Beanspruchungen eingebaut werden kann, wurde zwischen Empfangskopf und Luftpule ein Messingblech von 1,5 mm Dicke gelegt (Oszillogramm Bild 7b). Durch die in dem Blech auftretenden Wirbelströme wird der auf den Empfangskopf einwirkende magnetische Fluß zum Teil abgeschirmt. Die Amplitude ist deshalb kleiner, seine zeitliche Dauer jedoch größer. Die Höhe des Hallspannungsimpulses reicht trotz dieser Abschirmwirkung noch aus, um den nachgeschalteten Transistorverstärker (Ansprechempfindlichkeit  $\pm 10$  mV) durchzusteuern.

#### Transistorverstärker

Dem Transistorverstärker fällt die Aufgabe zu, aus der Hallspannung, die für die relative Lage des Sendemagneten zum Empfangskopf charakteristisch ist, eine positive oder negative Schaltspannung abzuleiten. Während die erste Stufe als stetige Verstärkerstufe mit kleinem Eingangswiderstand (Anpassungsstufe) arbeitet, hat die zweite Stufe (Kippstufe) eine überkritische Mitkopplung, mit der die Bistabilität des gesamten Verstärkers erreicht wird. Bild 8 zeigt das Prinzipschaltbild eines solchen Verstärkers. Die Temperaturabhängigkeit beider Verstärkerstufen wird durch die Symmetrie der Schaltung und durch die Wahl des Arbeitspunktes der Transistoren klein gehalten.

Der Transistorverstärker ist zweistufig. Beide Verstärkerstufen haben die gleiche Grundschaltung (Gleichstrom-Nullspannungs-Gegentaktverstärker). Während die erste Stufe als stetige Verstärkerstufe mit kleinem Eingangswiderstand (Anpassungsstufe) arbeitet, hat die zweite Stufe (Kippstufe)

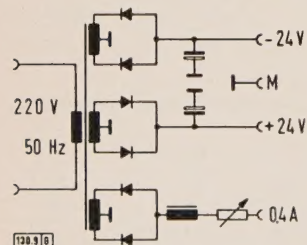


Bild 9. Schaltbild des Netzteiles.

halten. Die Symmetrie der Schaltung bewirkt eine Kompensation der Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Ruhestroms  $I_{C0}$  beider Zweige einer jeden Stufe. Die Wahl des Arbeitspunktes im Verlustleistungsmaximum der Transistoren hat zur Folge, daß bei kleinen Aussteuerungen die Verlustleistungsänderungen möglichst klein sind. Die im Verlauf der Aussteuerung in den Transistoren auftretenden Temperaturänderungen sind daher zu vernachlässigen. Unter Einhaltung der erwähnten Maßnahmen wird eine Schalteempfindlichkeit von  $\pm 10$  mV am Eingang des Verstärkers bei einem Temperaturgang von nur 0,1 mV/grd erreicht. Die Ausgangsspannungen zwischen den Klemmen A1 und M und A2 und M (Bild 8) im Leerlauf des Transistorverstärkers betragen in den beiden bistabilen Lagen je  $\pm 3,5$  V

an einem Innenwiderstand von rd. 8 k $\Omega$ . Die Spannung von  $\pm 24$  V für den Verstärker wird einem symmetrisch aufgebauten Netzteil (Bild 9) entnommen, der auch den Steuerstrom von 400 mA zur Erregung des Empfangskopfes liefert.

Die Schaltflankensteilheit des Transistorverstärkers ist durch das Frequenzverhalten der verwendeten Transistoren gegeben. Bei Verwendung normaler Niederfrequenz-Transistoren dauert die Umschaltung von der einen bistabilen Lage in die andere etwa 10  $\mu$ s.

#### Anwendungsbeispiele

Die beschriebene Signalgabereinrichtung eignet sich insbesondere als kontaktloser Magnetschalter zum Steuern von Aufzügen, Fördereinrichtungen und Transportbändern. Hierbei besteht die

Aufgabe, einerseits Bündigkeitssteuerungen (Verwendung eines Flachmagneten) durchzuführen, andererseits den Bewegungsvorgang, z.B. in verschiedenen Geschwindigkeitsstufen, durch ortsabhängige Kommandos (Verwendung eines Dipolmagneten) zu steuern. Das statische Verhalten eines kontaktlosen Magnetschalters wird durch seine Ansprechkurve gekennzeichnet. Die Ansprechkurve begrenzt den Ansprechbereich des Magnetschalters, der seine Ursache in der endlichen Ansprechempfindlichkeit von  $\pm 10$  mV des Transistorverstärkers hat.

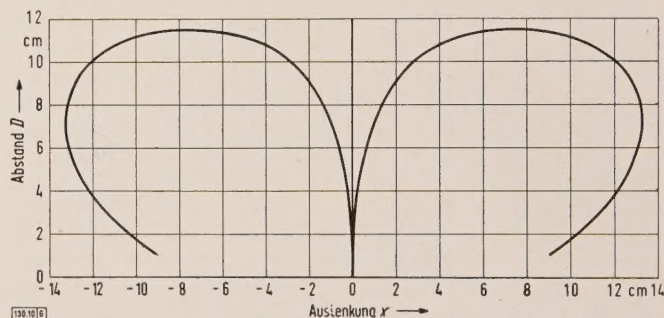


Bild 10. Ansprechkurve des kontaktlosen Magnetschalters bei Signalgabe mit einem Flachmagnet.

Bild 10 zeigt die Ansprechkurve des kontaktlosen Magnetschalters bei Verwendung eines Flachmagneten nach Bild 4. Zur Aufnahme der Ansprechkurve wurde der Flachmagnet im konstanten Abstand D am Empfangskopf vorbeibewegt. Ausgehend von der symmetrischen Mittellage erhält man so zwei Ansprechpunkte, die symmetrisch zu der auf dem Empfangskopf senkrechten Mittelebene liegen. Führt man diese Messung für verschiedene Abstände D durch, so erhält man die beiden inneren Äste der Ansprechkurve, die den positiven und negativen Ansprechbereich abgrenzen und die Ansprechtoleranz bei Bündigkeitssteuerungen definieren. Nähert man den Flachmagnet aus großer Entfernung kommend dem Empfangskopf, so spricht der

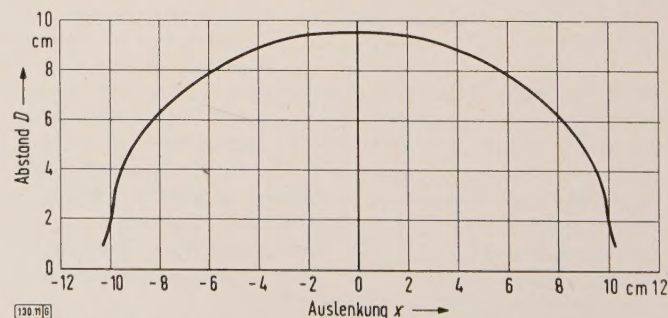
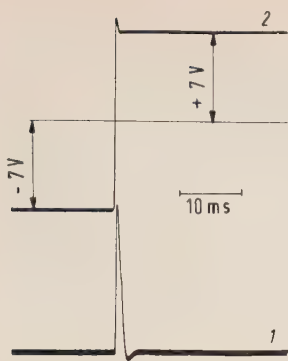


Bild 11. Ansprechkurve des kontaktlosen Magnetschalters bei Signalgabe mit einem Dipolmagnet.





130.126

Bild 12. Oszillogramm eines Magnetfeldimpulses (Kurve 1) und Hallspannungsimpulses (Kurve 2).

Bündigkeitssteuerung maßgebende Ansprechtoleranz beträgt  $\pm 1$  mm bei einem Abstand  $D = 2$  cm. Durch Verwendung größerer Flachmagnete kann die Reichweite wesentlich, z. B. auf 50 cm, heraufgesetzt werden<sup>3)</sup>.

Die experimentell aufgenommene Ansprechkurve kann aus der vom Empfangskopf abgegebenen Hallspannung aus den Kurven in Bild 5 c berechnet werden, wenn man für die Ansprechempfindlichkeit des Kippverstärkers  $\pm 10$  mV ansetzt. Die auf diese Weise berechnete Ansprechkurve stimmt im Rahmen der Meßgenauigkeit mit der unmittelbar gemessenen Kurve in Bild 10 überein.

Bild 11 zeigt die Ansprechkurve des Magnetschalters mit dem Dipolmagneten 3 nach Bild 2. Im Gegensatz zu den Verhältnissen mit einem Flachmagneten besteht nur ein positiver Ansprechbereich symmetrisch zur Mittellage des Sendemagneten. Die Reichweite beträgt ebenfalls rd. 10 cm.

Das dynamische Verhalten der Magnetschalteinrichtung wurde nach dem im Abschnitt „Empfangskopf“ beschriebenen Verfahren untersucht. Der Magnetfeldimpuls wurde durch eine Kondensatorentladung über eine Luft-

<sup>3)</sup> Reichweite des S & H-Flachmagnet Gsg. send 3 a laut S & H-Listenblatt „Schlagwetter- und explosionsgeschützter Magnetschalter für Bergbau und Industrie“.

Magnetschalter in einem Punkt an, der auf dem äußeren Ast der Ansprechkurve liegt. Die inneren und äußeren Äste der Ansprechkurve gehen stetig ineinander über und begrenzen als geschlossene Kurvenzüge den positiven und negativen Ansprechbereich des Magnetschalters. Das Maximum der zur Ordinatenachse symmetrisch liegenden Ansprechkurve definiert die Reichweite des Magnetschalters. Sie beträgt bei dem in Bild 4 dargestellten Empfangskopf und Flachmagneten rd. 10 cm. Die für die

spule erzeugt. Das Oszillogramm Bild 12 zeigt den Magnetfeldimpuls mit einer Zeitdauer von 2 ms (Kurve 1) und darüber den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung des Transistor-Schaltverstärkers (Kurve 2). Bei einer Ansprechbreite von 20 cm entspricht der Magnetfeldimpuls von 2 ms Dauer einer Relativgeschwindigkeit zwischen Empfangskopf und Sendemagnet von 100 m/s. Wie Bild 12 zeigt, spricht die Magnetschalteinrichtung mit Hallgenerator selbst bei diesen hohen Geschwindigkeiten noch einwandfrei an.

Neben der einfachen Kommandogabe ist es auch möglich, mit der kontaktlosen Signalgebereinrichtung Informationen höheren Inhalts zu übertragen. Zu diesem Zweck werden die Informationsträger, z. B. Wagen, mit einer Reihe feststehender oder bei variabler Information drehbarer Permanentmagnete ausgerüstet. Im letztgenannten Fall wird die Information berührungslos durch eine feststehende Prägemagnetanordnung, an welcher der Wagen vorbeifährt, eingepreßt. Dabei werden die an dem Wagen befestigten drehbaren Permanentmagnete in die der Information der Prägemagnetanordnung entsprechenden Vorzugslagen umgeklappt. Abgefragt wird ebenfalls berührungslos, wenn sich der Wagen an einem feststehenden Satz von Empfangsköpfen vorbeibewegt.

### Zusammenfassung

Die Anordnung zur kontaktlosen Signalgabe besteht aus drei Hauptteilen, einem Steuermagnet, einem Empfangskopf mit Hallgenerator und einem Transistorverstärker. Der sich am Empfangskopf vorbeibewegende Steuermagnet erregt den Hallgenerator, und die entstehende Hallspannung wird von einem Transistorverstärker weiter verarbeitet. Die einzelnen Bauteile einer solchen kontaktlosen Signalabgabereinrichtung werden beschrieben und ihre physikalisch-technischen Eigenschaften diskutiert. Abschließend wird je ein typisches Anwendungsbeispiel dieses neuen Prinzips aus der Steuerungstechnik und der Automation behandelt.

### Schrifttum

- [1] Kuhrt, F.: Eigenschaften der Hallgeneratoren. Siemens-Z. Bd. 28 (1954) S. 370–376.
- [2] Hartel, W.: Anwendung der Hallgeneratoren. Siemens-Z. Bd. 28 (1954) S. 376–384.
- [3] Welker, H.: Neue Werkstoffe mit großem Hall-Effekt und großer Widerstandsänderung im Magnetfeld. ETZ-A Bd. 76 (1955) S. 513–517.

## Die Anwendung eines ruhenden Steuerungssystems in der industriellen Technik

Von Walter Stübchen, Frankfurt a. M.\*

DK 621.316.7 : 621.318.57

In der industriellen Anlagentechnik eignen sich für eine Reihe von Steuerungsaufgaben Relais nicht mehr, weil die Schaltzeiten der mechanisch arbeitenden Relais zu lang sind und ihre Lebensdauer durch den Verschleiß der Schaltstücke begrenzt ist. Die ruhenden Steuerungen verwenden als verstärkende Elemente Transistoren, die schnell arbeiten und eine lange Lebensdauererwartung haben. Über die Anwendung eines neuentwickelten ruhenden Steuerungssystems soll im folgenden berichtet werden.

### Allgemeines

Ruhende Steuerungen sind Steuereinrichtungen, die ohne mechanische Hilfsmittel beliebige Zusammenhänge zwischen den Befehls- und Meldegeräten — den Initiatoren — und den Stellgliedern herstellen. Die meisten Steuerungen sind zweiwertig, weil viele Stellglieder (Schalter, magnetisch betätigte Kupplungen, Betätigungsmagnete, Kurzschlußläufermotoren usw.) auf der Ausgangsseite nur zwei diskrete Werte annehmen können. Diese beiden Werte sind beim Relais oder Schütz

1. der Leitwert 0  $\triangleq$  Aus, 2. der Leitwert  $\infty \triangleq$  Ein.

Im folgenden wird nur von zweiwertigen ruhenden Steuerungen gesprochen, die z. B. durch das AEG-System Logistat<sup>1)</sup>

\*) W. Stübchen ist Mitarbeiter der AEG Frankfurt a. M.

1) Logistat ist die von der AEG für das von ihr gefertigte Steuerungssystem benutzte Bezeichnung, deren Eintragung als Warenzeichen in Deutschland beantragt ist.

[1, 2] verwirklicht werden. Der Zusammenhang zwischen den Eingangs- und Stellgrößen wird mit einem logischen Netzwerk hergestellt. Dieses entsteht durch Kombinieren verschiedener Verknüpfungselemente, kurz Verknüpfer genannt. Die später beschriebenen Schaltungen sind Kombinationen derartiger Verknüpfungselemente, deren Innenschaltungen und Wirkungsweise in [1] beschrieben sind.

Die Entwicklung ruhender Steuerungen wurde vor allem durch die wachsenden Arbeitsgeschwindigkeiten, die zunehmende Automatisierung und die damit verbundene hohe Schalthäufigkeit der Steuerungselemente erforderlich. Das erwähnte System verwendet als Schaltelemente Transistoren, die äußerst kurze Schaltzeiten haben und deshalb als praktisch trägheitslos angesehen werden. Die von Magnetverstärker-Elementen erreichbaren kürzesten Schaltzeiten sind sehr viel größer als die der Transistoren, so daß



die Magnetverstärker in dieser sehr wichtigen Eigenschaft den Transistoren unterlegen sind.

Transistorelemente arbeiten ohne Verschleiß und zeichnen sich in vergossener Ausführung durch Rüttelfestigkeit, Lageunabhängigkeit und Unempfindlichkeit gegen Staub, Feuchtigkeit und chemische Einflüsse aus

### Vergleich zwischen Relaissteuerung und ruhender Steuerung

Als Bauelement hat das elektromagnetische Relais infolge seines Aufbaues eine begrenzte mechanische Lebensdauer. Die Lebensdauer der Relaiskontakte hängt von der Belastung im Schaltkreis ab und ist meist geringer als die mechanische Lebensdauer. Im Gegensatz hierzu arbeiten ruhende Steuerungselemente, durch die theoretisch unbegrenzte Lebensdauer-Erwartung ihrer Einzelteile unabhängig von der Anzahl der ausgeführten Schaltungen und praktisch unabhängig von der Schalthäufigkeit (Schaltungen je Zeiteinheit).

Durch die Verbindung mehrerer Steuerungselemente entsteht eine Steuerung. Bei Relaissteuerungen werden die erforderlichen Verknüpfungsfunktionen durch elektrische Verbindungen von Relaiskontakten (Kontaktkombinationen) mit den Erregerspulen verwirklicht. Das Relais hat im allgemeinen nur einen Eingang — die Erregerspule — und mehrere Ausgänge — die Relaiskontakte. Diese können auf zwei verschiedene Arten geschaltet werden, nämlich in Reihe oder parallel.

Die Reihenschaltung von Kontakten (Bild 1 a) verwirklicht eine Und-Verknüpfung, weil nur dann Strom durch die

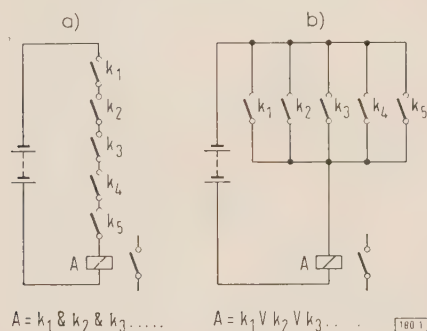


Bild 1. Kontakt-Grundschaltungen;

- a) Reihenschaltung (Und-Verknüpfung),  
b) Parallelschaltung (Oder-Verknüpfung).

Zur Kennzeichnung der logischen Und-Verknüpfung wird das Symbol  $\&$ , für die inklusive Oder-Verknüpfung das Symbol  $\vee$  verwendet.

Kontaktanordnung fließen kann, wenn alle in Reihe geschalteten Kontakte  $k_1$  und  $k_2$  und  $k_3$  und  $k_4$  und  $k_5$  geschlossen sind ( $A = k_1 \& k_2 \& k_3 \& k_4 \& k_5$ ). Die Parallelschaltung von Kontakten (Bild 1 b) verwirklicht eine Oder-Verknüpfung, da Strom durch die Kontaktanordnung fließt, wenn mindestens einer der parallelgeschalteten Kontakte  $k_1$  oder  $k_2$  oder  $k_3$  oder  $k_4$  oder  $k_5$  geschlossen ist ( $A = k_1 \vee k_2 \vee k_3 \vee k_4 \vee k_5$ ). Außerdem werden neben Schließkontakten noch Öffner benötigt, die bei abgefallenem Relais den Leitwert  $\infty \triangleq \text{Ein}$  und bei angezogenem Anker den Leitwert  $0 \triangleq \text{Aus}$  haben. Hierdurch wird zwischen Eingang und Ausgang eine Signalumkehr erreicht, die mit Verneinung oder Negation bezeichnet wird.

Im Gegensatz zum Relais verwirklichen die Verknüpfungselemente eines ruhenden Steuersystems bereits die Verknüpfungen und haben daher mehrere Eingänge (z. B. 5) und nur einen oder zwei Ausgänge. Verknüpfungselemente ersetzen also bereits Kontaktkombinationen, nicht aber Relais als Bauelemente. Die Verknüpfungsfunktion jedes Elementes wird durch ein Diodengatter, das dem eigentlichen Schaltteil vorgeschaltet ist, hergestellt.

Beim gleichstromerregten Relais kann auch auf der Erregerseite eine Verknüpfung hergestellt werden, wovon man teilweise in der Fernmeldetechnik Gebrauch macht. Am

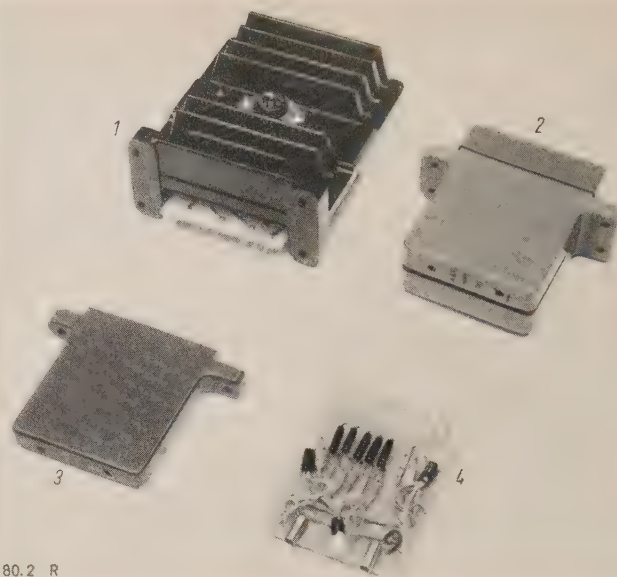


Bild 2. Verschiedene Bausteine des ruhenden Steuerungssystems Logistat der AEG.

- 1 Transistorenverstärker  
2 Initiator  
3 Verknüpfungselemente (vergossen)  
4 bestückte Leiterplatte eines Verknüpfungselementes

einfachsten wird eine Oder-Verknüpfung durch mehrere gleichwirkende Erregerwicklungen verwirklicht. Sind alle Wicklungen gleichsinnig gepolt, so entsteht eine normale, inklusive Oder-Verknüpfung, die einen Ausgang gibt, wenn mindestens eine Wicklung erregt wird. Sind zwei Relaispulen aber entgegengesetzt gepolt, so entsteht ein Differentialrelais, das eine „exklusive Oder-Verknüpfung“ (entweder oder) verwirklicht. Eine Und-Verknüpfung läßt sich mit Hilfe der Erregerspulen nicht leicht herstellen und wird daher auch nicht verwendet. Grundsätzlich ist beim Relais aber eine Anordnung mit mehreren Wicklungen denkbar, bei der durch die Speisung der einzelnen Wicklungen nur je ein Teil der erforderlichen magnetischen Erregung erzeugt wird, so daß das Relais erst dann anzieht, wenn alle Wicklungen erregt sind, und daß es wieder abfällt, wenn eine beliebige Wicklung stromlos wird. Durch diese Anordnung wird eine Und-Verknüpfung hergestellt. Denkt man sich nun, daß jedes dieser Relais, das auf der Erregerseite bereits Verknüpfungen verwirklicht, mit nur einem Schalter — einem Schließer für bejahenden oder einem Öffner für verneinenden oder erforderlichenfalls mit einem Umschalter,

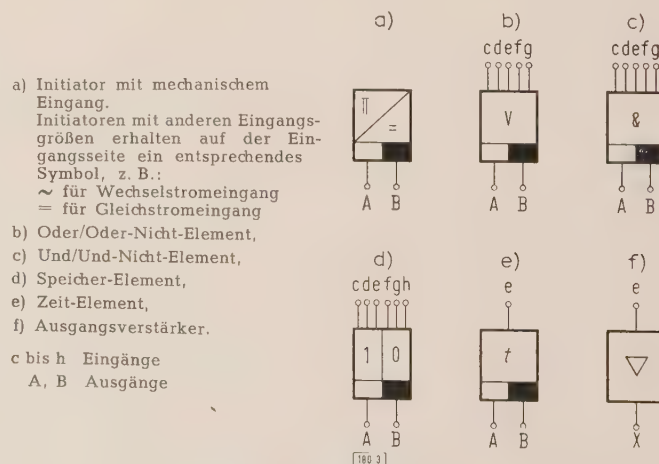


Bild 3. Verschiedene Schaltsymbole ruhender Steuerelemente.

In diesem Aufsatz wird die „duale Eins“ — abweichend von der Vornorm DIN 44 300 (Programmgesteuerte elektronische Rechenanlagen), die dort zur Unterscheidung von der „Eins des dekadischen Zahlensystems“ als „L“ geschrieben wird — entsprechend den internationalen Gepflogenheiten mit 1 bezeichnet.



entsprechend einem bejahenden und einem verneinenden Ausgang — ausgerüstet ist, so hätte man hierin elektromechanische Verknüpfungselemente, deren Schaltungstechnik denen der ruhenden Steuerungstechnik ähnlich ist. Der elektromechanische Verknüpfer wäre natürlich mit den Eigenschaften des Relais behaftet, nämlich große Schaltzeit, berente Schalthäufigkeit, Abhängigkeit der Lebensdauer von der Schalthäufigkeit, Empfindlichkeit gegen Umwelteinflüsse (Staub) usw.

### Elemente des ruhenden Steuerungssystems

Bei einem vollständigen Steuerungssystem unterscheidet man drei Bauelementegruppen, deren einzelne Elemente in Bild 2 gezeigt sind. Sie sollen durch die Symbole nach Bild 3 dargestellt werden.

#### Initiatoren

Initiatoren sind alle Befehls- und Meldegeräte, welche die Eingangsgrößen in eine für die ruhende Steuerung geeignete elektrische Größe umformen, z. B. Druckknopftaster, Zeitplangeber, Endlagenschalter, Drehzahlwächter, Thermometer. Für ein ruhendes Steuerungssystem wird angestrebt, alle diese Bauelemente kontaktlos wirken zu lassen. Bild 3a zeigt das Schaltsymbol eines Initiators mit mechanischem Eingang.

#### Verknüpfungselemente

Durch die Kombination von Verknüpfungselementen wird die Funktion zwischen allen Eingangs- und Ausgangsgrößen hergestellt. Die Herstellung beliebiger Verknüpfungsfunktionen erfordert folgende Grundverknüpfung:

1. Oder-Verknüpfung,
2. Und-Verknüpfung,
3. Verneinung (Negation),
4. Zeitverzögerung.

Grundsätzlich kann man entweder auf die Und-Verknüpfung oder auf die Oder-Verknüpfung verzichten. Dies ist jedoch für die industrielle Anwendung nicht zweckmäßig. Alle Elemente des AEG-Systems Logistat haben zwei antivalente<sup>2)</sup> Ausgänge; hierdurch erübrigt sich ein besonderes Element zur Erzeugung einer Negation. Die Standardelemente sind

1. Oder/Oder-Nicht-Element (Bild 3b),
2. Und/Und-Nicht-Element (Bild 3c),
3. Speicher-Element (Bild 3d),
4. Zeit-Element (Bild 3e).

Das Speicher-Element, auch Gedächtniselement genannt, ist der einzige kombinierte Verknüpfer der Standardelemente. Es hat zwei Eingangsgruppen zum Speichern und Löschen, die je drei Eingänge in Oder-Verknüpfung enthalten. Es verwirklicht eine Selbsthaltung, indem ein Speicherimpuls das Element in die Ein-Stellung schaltet; dieser Schaltzustand bleibt auch weiter aufrechterhalten, wenn kein Steuersignal mehr am Speichereingang liegt. Durch ein auf einen Löscheinang gegebenes Eingangssignal wird das Speicher-Element wieder in die Ausgangsstellung geschaltet und verbleibt in dieser Stellung, bis wiederum ein Speicherbefehl wirksam wird. Wenn gleichzeitig ein Speicherbefehl und auch ein Löschbefehl vorhanden sind, können sich drei mögliche Ausgangszustände ergeben, nämlich:

1. Löscheinang bevorzugt, Speicher ausgeschaltet,
2. Speichereingang bevorzugt, Speicher eingeschaltet,
3. Speicher- und Löscheinang gleichberechtigt, gültig ist der ältere Befehl.

Von den drei möglichen Wirkungen kann bei dem Speicher-Element (Bild 3d) des AEG-Systems Logistat, das zwei entgegengesetzte Ausgänge (Ja- und Nein-Ausgang) hat, sowohl der Löscheinang als auch der Speichereingang wahlweise bevorzugt sein. Grundsätzlich sind die Eingänge f, g und h bevorzugt. Sie schalten das Element

so, daß der Ausgang B an Spannung liegt und der Ausgang A spannungslos ist. Die Eingänge c, d, e schalten — wenn kein Befehl an Eingang f, g oder h liegt — so, daß an A Spannung liegt und B spannungslos ist. Soll nun der Löscheinang bevorzugt sein, so werden die Eingänge f, g oder h als Löscheingänge, c, d oder e als Speichereingänge, der Ausgang A als bejahender Ausgang und Ausgang B als verneinender benutzt (Bild 3d). Soll der Speichereingang bevorzugt sein, so werden umgekehrt die Eingänge f, g oder h als Speichereingänge und c, d oder e als Löscheingänge, der Ausgang B als bejahender und A als verneinender Ausgang benutzt. Durch einen Richtimpuls wird beim Einschalten der Netzspannung die gewünschte Ausgangsstellung erzwungen. Hierfür ist eine Impuls-Einheit erforderlich. Sollen Speicher- und Löscheingänge gleichberechtigt sein — in der industriellen Anwendung kommt dies nur selten vor —, so wird eine besondere Schaltung (Bild 6) benutzt.

Das Zeit-Element (Bild 3e) stellt ein ruhendes Zeitrelais dar. Es kann mit mehreren Eingängen in Oder-Verknüpfung versehen werden. Der Umschaltvorgang findet nach Anlegen einer Eingangsspannung nach der eingestellten Zeit statt. Das Zeit-Element hat also eine Einschaltverzögerung, die jedoch durch Verwendung des negierten Eingangsbefehls und des negierten Ausganges des Zeit-Elementes auch indirekt die Wirkung einer Ausschaltverzögerung erreichen läßt.

Außer den Standardelementen sind noch weitere kombinierte und rein passive Verknüpfungselemente (z. B. Impulsuntersetzer, Oder-Gatter) vorgesehen, die jedoch zur Herstellung beliebiger Verknüpfungsfunktionen nicht erforderlich sind.

#### Ausgangsverstärker

Die Leistung der oben beschriebenen ruhenden Elemente, also der Initiatoren und der Verknüpfer, reicht zum Aussteuern der Stellglieder im allgemeinen nicht aus, so daß hierfür besondere Ausgangsverstärker (Bild 3f) erforderlich sind. Die Ausgangsverstärker erlauben, die Stellglieder mit einer anderen, meist höheren Spannung als der Versorgungsspannung der Verknüpfer zu speisen. Bei Verwendung von Transistoren in den Verknüpfern liegt es nahe, diese auch in Gleichstrom-Schaltverstärkern zu verwenden, zumal sie durch den geringen Spannungsabfall im angesteuerten Zustand dem geschlossenen Schaltkontakt ähnlich sind. Es ist heute bereits möglich, mit Transistoren Leistungen bis etwa 1 kW zu schalten. Bei allen mit Gleichstrom gespeisten Stellgliedern, wie Magnetkupplungen und Magnetventilen werden daher Transistorverstärker bevorzugt. Zum kontaktlosen Schalten von Wechselstromkreisen dienen Magnetverstärker, die durch einen Transistor-Verstärker die erforderliche Steuerleistung erhalten.

#### Lösung verschiedener Schaltungsaufgaben

Die Lösung von Schaltungsaufgaben mit Hilfe ruhender Steuerelemente ist ebenso wie in der Relais-technik auf intuitive wie auf mathematische Weise mit Hilfe der Logistik (Schaltalgebra) möglich. In vielen Fällen wird eine Steuerung aus einer Anzahl bekannter Einzelschaltungen zusammengesetzt. Dieses Verfahren wird sich vielleicht auch bei der Lösung von Aufgaben mit Hilfe der Technik der ruhenden Steuerungen einführen. Dabei ist es erforderlich, die Einzelaufgaben mit möglichst geringem Aufwand zu lösen, wofür sich die Schaltalgebra [3] sehr gut eignet.

Im folgenden sollen einige Einzelaufgaben und deren Lösung mit ruhenden Steuerelementen unter ausschließlicher Verwendung der Standardelemente des Systems Logistat besprochen werden. Die Lösungen zeigen, daß sich tatsächlich alle Verknüpfungsfunktionen mit diesen wenigen Verknüpfungselementen herstellen lassen. Als Eingänge sind in den Beispielen jeweils Initiatoren gezeichnet; diese können aber auch Teile einer Steuerung sein. An die Ausgänge der Schaltbeispiele können sinngemäß entweder Ausgangsverstärker oder weitere Verknüpfer angeschlossen werden.

<sup>2)</sup> Antivalent ist die schaltungsalgebraische Bezeichnung für zwei Variable, die immer entgegengesetzte Werte haben.



## Verriegelungen

In vielen Steuerungen ist es erforderlich, zwei oder mehrere Ausgänge gegeneinander zu verriegeln (blockieren). Hierdurch wird verhindert, daß mehrere Ausgänge ein Ausgangssignal erhalten, wenn nacheinander mehrere Eingangssignale angelegt werden. So kann man z. B. ausschließen, daß ein Motor gleichzeitig für Rechts- und Linkslauf eingeschaltet wird, wodurch ein Kurzschluß entstehen würde.

Den einfachsten Fall stellt die Verriegelung zweier Ausgänge dar (Bild 4a). Die Aufgabe wird hier durch zwei Und-Elemente gelöst, die je einen von außen kommenden Eingang und einen in der Steuerung weiterführenden Ausgang haben ( $e_1, A_1; e_2, A_2$ ). Die jeweils verneinenden Ausgänge jedes Und-Elementes (Ausgänge B) sind auf einen

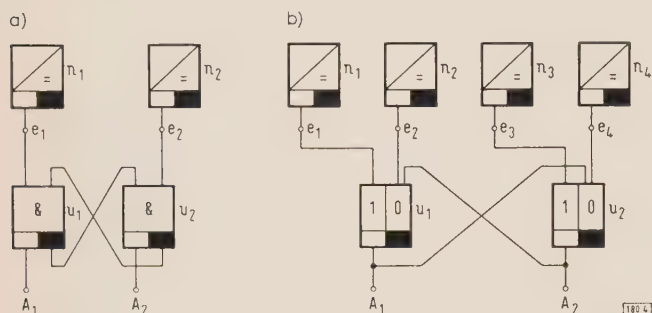


Bild 4. Verriegelungsschaltungen;

a) Verriegelung zweier Ausgänge mit Und-Elementen,  
b) Verriegelung zweier Speicher-Elemente.

Eingang des anderen Verknüpfers geführt. Der Ausgang  $A_1$  kann z. B. nur dann ein Ausgangssignal abgeben, wenn der Initiator  $n_1$  ein Signal abgibt und der Ausgang B des Verknüpfers  $u_2$  ebenfalls Ausgangsspannung hat. Der Ausgang B des Und-Elementes  $u_2$  hat aber nur dann einen Ausgang, wenn der Ausgang A dieses Verknüpfers, und damit  $A_2$ , kein Ausgangssignal abgibt. Sind die Bedingung für  $A_1$  erfüllt, so gibt der Ausgang B des Und-Elementes  $u_1$  kein Signal ab, so daß auf der Eingangsseite des Und-Elementes  $u_2$  ein Eingang fehlt. Auch wenn jetzt der Initiator  $n_2$  ein Signal abgibt, kann das Und-Element  $u_2$  nicht umschalten, so daß auch an  $A_2$  keine Ausgangsspannung liegt und die Bedingungen für  $A_1$  erhalten bleiben.

Die Schaltung läßt sich ohne weiteres für mehrere Elemente ausführen und bei fünf Eingängen je Und-Element sinngemäß bis fünf erweitern. Bei einer größeren Anzahl werden zweckmäßig zusätzlich noch Und-Verknüpfungen eingefügt, welche die Nein-Ausgänge mehrerer Und-Elemente zusammenfassen.

Die Verriegelung zweier Speicher läßt sich auf ähnlich einfache Weise durchführen (Bild 4b). Der Ja-Ausgang eines Speicher-Verknüpfers ist dabei auf den Löscheingang des zweiten Speicher-Elementes geführt. Die Speicher-Elemente

müssen hierfür mit bevorzugtem Löscheingang betrieben werden.

## Speicherschaltungen (Selbsthaltungsschaltungen)

Das Speicher-Element, das für bevorzugten Löscheingang und auch für bevorzugten Speichereingang wahlweise verwendet werden kann, wird jeweils durch eine Eingangsspannung umgeschaltet. In manchen Fällen, insbesondere in der industriellen Steuerungstechnik, ist es erwünscht, einen Speicher zu haben, der durch die Unterbrechung eines Eingangssignales gelöscht wird. Dies ist insbesondere dann erforderlich, wenn zum Löschen neben Initiatoren auch ein Halttaster verwendet wird, der meist

als Ruhekontakt ausgeführt wird, und wenn z. B. wegen der geringen Schalthäufigkeit sich ein ruhender Initiator nicht lohnt. Das Zusammenarbeiten von Kontaktgeräten mit ruhenden Steuerelementen kann jedoch wegen der geringen Netzspannung und wegen der Prellneigung leicht zu Schwierigkeiten führen.

Zur Lösung dieser Aufgabe werden ein Und- und ein Oder-Element nach Bild 5 zusammengeschaltet. Der Speichereingang ist auf das Oder-Element  $u_1$  geführt, das

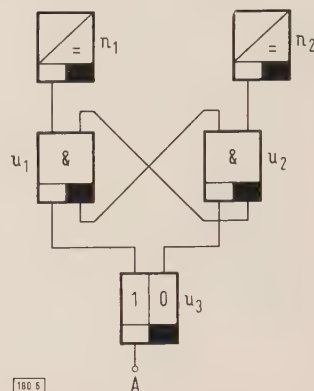


Bild 6. Speicherschaltungen mit gleichberechtigten Speicher- und Löscheingängen.

bereits ein Ausgangssignal abgibt, wenn mindestens ein Eingang eine Eingangsspannung hat. Wenn der Halttaster b, dessen Leitung auf das Und-Element  $u_2$  geführt ist, nicht unterbrochen ist, und das Oder-Element eine Ausgangsspannung abgibt, erscheint eine Ausgangsspannung am bejahenden Ausgang A des Und-Elementes  $u_2$ . Dieser ist auf einen Eingang des Oder-Elementes zurückgeführt. Deshalb bleibt das Ausgangssignal an dem Oder- und dem Und-Element erhalten, auch wenn das Speichersignal verschwindet. Das Ausgangssignal der Speicherschaltung wird erst dann verschwinden, wenn die Halttaste unterbrochen wird und somit an dem Und-Element ein Eingangssignal fehlt.

Außer dem Taster b und dem Initiator  $n_1$  können natürlich weitere Taster oder Initiatoren zum Löschen oder Speichern vorgesehen sein. In der Schaltung Bild 5 überwiegen die Löscheingänge. Ein bevorzugtes Speicher-verhalten erzielt man, wenn die Ausgänge des Oder-Elementes  $u_1$  als Speicherausgänge benutzt werden.

Für ein Speicherverhalten mit gleichberechtigtem Speicher- und Löscheingang benötigt man eine Kombination aus mehreren der oben beschriebenen Verknüpfers. Diese Aufgabe wird z. B. durch Kombinieren der Verriegelungsschaltung (Bild 4a) mit einem Speicher-Element gelöst (Bild 6). Durch die Verriegelungsschaltung wird erreicht, daß nur der zeitlich ältere Befehl wirksam werden kann.

Häufig sind Speicherschaltungen erforderlich, die zwei Löscheingänge haben, von denen ein Löscheingang absolut dominierend sein soll, während der Speichereingang gegenüber dem zweiten Löscheingang bevorzugt ist. Eine Lösung

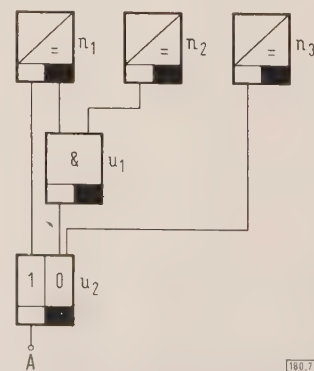


Bild 7. Speicherschaltung mit zwei Löscheingängen, von denen einer ( $n_3$ ) absolut dominierend wirkt, während der zweite gegenüber dem Speichereingang benachteiligt ist.



dieser Aufgabe mit Hilfe des normalen Speicher-Elementes ist in Bild 7 wiedergegeben. In dieser Schaltung muß das Speichersignal bejaht und verneint vorhanden sein. Da die Verknüpfen des AEG-Systems Logistat zwei antivalente Ausgänge haben, läßt sich diese Forderung ohne zusätzlichen Aufwand erfüllen. Der Löschbefehl des Initiators  $n_2$  kann nur dann wirken, wenn gleichzeitig kein Speichersignal vorhanden ist; dies erreicht man durch das Und-Element  $u_1$ . Die Forderung, daß der Löschbefehl des Initiators  $u_1$  absolut dominieren soll, wird durch das Speicher-Element (Grundsaltung Bild 3d) hergestellt. Die Aufgabe ist grundsätzlich auch noch durch andere Varianten zu lösen.

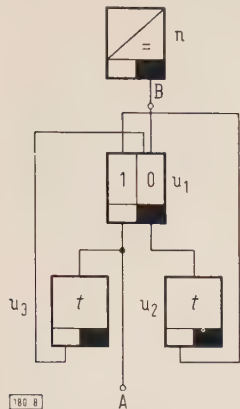


Bild 8.  
Oszillatorschaltung.

Ausgänge Ja und Nein eines Speicherelementes  $u_1$  sind jeder auf ein Zeit-Element  $u_2$  und  $u_3$  geführt. Der bejahende Ausgang des Zeit-Elementes  $u_2$ , das durch den negierenden Ausgang des Speicher-Elementes gespeist wird, ist auf den Speichereingang des Speicher-Elementes geführt. Der bejahende Ausgang des Zeit-Elementes  $u_3$  wird mit dem Löscheinang des Speicher-Elementes verbunden. Zum Einschalten des Oszillators wird der Ausgang B des Initiators  $n$ , der auf den Löscheinang des Speicher-Elementes  $u_1$  geführt ist, spannungslos. Da während der Ruhezeit das Zeit-Element  $u_2$  eingeschaltet ist, wird nun der Speichereingang an Spannung gelegt, so daß das Speicher-Element umkippt. Hierdurch verschwindet die Ausgangsspannung B des Speicher-Elementes, so daß das Zeit-Element  $u_2$  in die Ruhestellung zurückkippt, während das Zeit-Element  $u_3$  durch den Ausgang A des Speicher-Elementes an Spannung gelegt wird. Nach der eingestellten Zeit des Zeit-Elementes  $u_3$  wird der Speicher wiederum gelöscht, so daß das Zeit-Element  $u_3$  in die Grundsaltung zurückschaltet, während das Zeit-Element  $u_2$  ein Eingangssignal erhält. Nach der an  $u_2$  eingestellten Zeit wird wiederum der Speicher erregt usw. Da die Zeiten von  $u_2$  und  $u_3$  unterschiedlich eingestellt werden können, kann das Tastverhältnis der Schwingung in sehr weiten Grenzen verändert werden. Es muß hierbei lediglich darauf Rücksicht genommen werden, daß das Zeit-Element  $u_2$  während der Laufzeit des Elementes  $u_3$  in die Ausgangsstellung zurückschalten muß und umgekehrt und daß die zum Zeit-Element gehörenden Kondensatoren möglichst vollständig entladen werden sollen. Es sind daher praktisch nur Tastverhältnisse bis zum Verhältnis von etwa 1 : 10 einzustellen. Liegt am Löscheinang eine Eingangsspannung, so schaltet das Speicher-Element in seine Ausgangsstellung, das Zeit-Element  $u_2$  wird durch den Ausgang B des Speicher-Elementes an Spannung gelegt und bereitet nach der eingestellten Zeit einen neuen Speichervorgang vor, der jedoch durch den bevorzugten Löscheinang nicht wirksam werden kann, so daß die Schwingung unterbrochen wird. Als Ausgang

#### Oszillator

Zur Erzeugung von Rechteckschwingungen dient z. B. eine Schaltung nach Bild 8. Die beiden

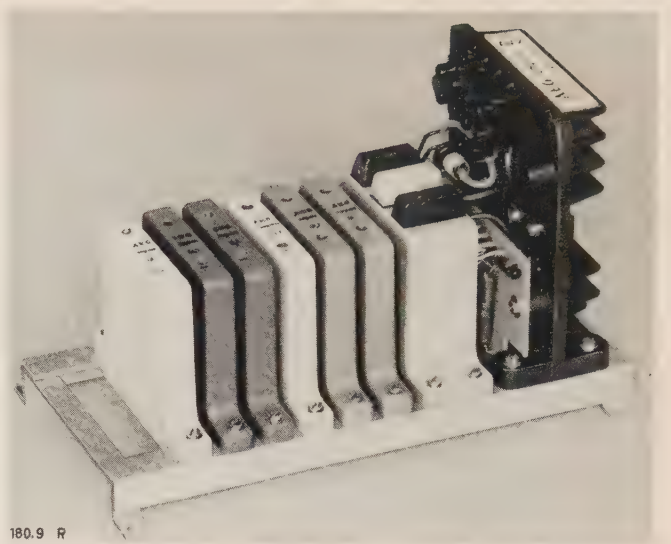


Bild 9. Teil einer ruhenden Steuerung

der Schaltung kann z. B. der bejahende Ausgang A des Speicher-Elementes dienen.

#### Abhängige Steuerung mehrerer Bewegungen

Bild 9 zeigt eine Montageanordnung mit Verknüpfungselementen und Verstärkern, Teil einer Logistat-Steuerung für die Hilfsbewegungen eines verfahrenstechnischen Prozesses. Aufgabe dieser Steuerung ist, drei unabhängige Bewegungen, diese wiederum jeweils in zwei Richtungen (Auf—Ab), so zu steuern, daß nach einem Startbefehl zunächst die Bewegung 1 (aufwärts) bis zum Erreichen ihres oberen Endpunktes ausgeführt wird. Dann setzt Bewegung 2 (aufwärts) ein, und nach Erreichen des oberen Endpunktes wird die Bewegung 3 ebenfalls in Aufwärtsrichtung eingeschaltet.

Sind alle Antriebsorgane in der oberen Endstellung, so müssen durch einen von außen gegebenen Befehl die Antriebe in der umgekehrten Reihenfolge wieder abwärts bewegt werden: also zunächst Bewegung 3 (abwärts), dann — nach Erreichen des unteren Endpunktes des Antriebes — Bewegung 2 (abwärts), und wiederum nach Erreichen des unteren Endpunktes die Bewegung 1 (abwärts). Wenn alle

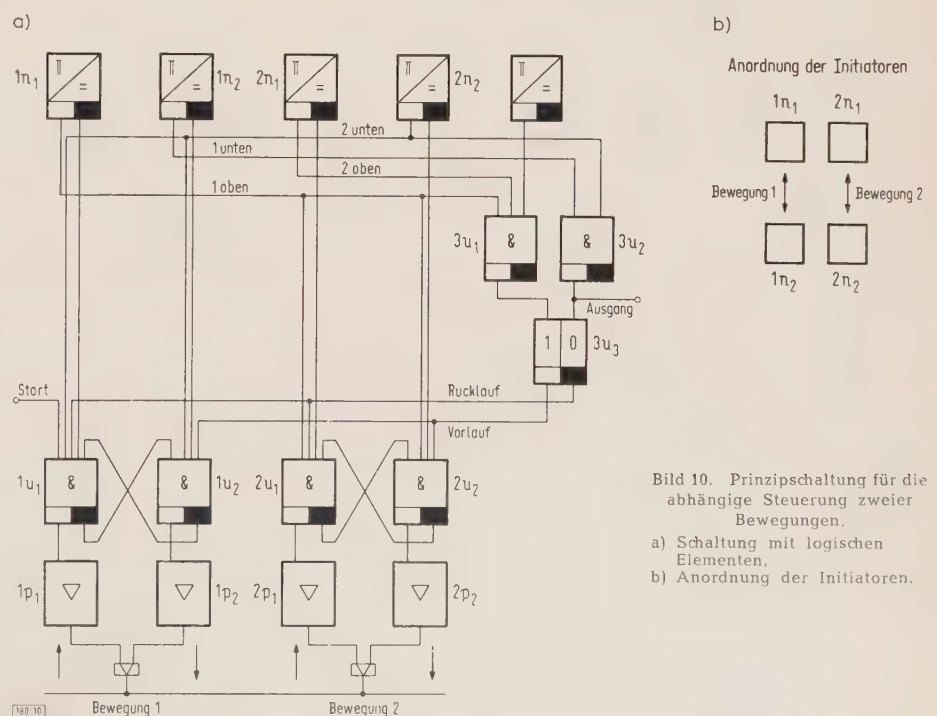


Bild 10. Prinzipschaltung für die abhängige Steuerung zweier Bewegungen.

a) Schaltung mit logischen Elementen.  
b) Anordnung der Initiatoren.



Antriebe in der unteren Endlage stehen, soll ein Ausgangsbefehl gegeben werden, der die Steuerung des Verfahrensprozesses einleitet.

Derartige Steuerungsaufgaben kommen in der industriellen Technik häufig vor, z. B. an Druckguß-Maschinen, bei denen die Formen und Kerne in einer bestimmten Reihenfolge zusammen- und eingefahren und nach dem Guß in der entgegengesetzten Reihenfolge wieder ausgefahren werden müssen. Die Wirkungsweise der hier beschriebenen Steuerung gibt die Schaltung in Bild 10 — auf zwei Bewegungen beschränkt — wieder, wobei auf die in der Steuerung zum Einrichten vorgesehene Umschaltung von automatischem auf Handbetrieb abgesehen wurde. Die einzelnen Maschinenteile werden pneumatisch angetrieben und durch Impulsventile umgeschaltet.

Wird vorausgesetzt, daß die Anlage sich zunächst im Betriebszustand — alle Antriebe unten — befindet, so wird durch einen Startbefehl zunächst die Bewegung „1 aufwärts“ eingeschaltet, indem das Und-Element  $1u_1$  durchschaltet, weil Antrieb 1 nicht oben steht, (Ausgang B des Initiators  $1n_1$  hat Spannung), Antrieb 2 unten steht (Ausgang A des Initiators  $2n_2$  hat Spannung), Bewegung 1 nicht abwärts fährt (Verriegelung mit entgegengesetzter Bewegung) und die Wendeeinrichtung auf Rücklauf steht (Ausgang B des Speichers  $3u_3$  hat Spannung). Ist der obere Endpunkt der Bewegung 1 erreicht, so wird die Bewegung 2 aufwärts eingeschaltet, indem alle Eingänge des Und-Elementes  $2u_1$  ein Eingangssignal erhalten, nämlich Initiator  $1n_1$ , Initiator  $2n_1$ , Speicher  $3u_3$  und die Verriegelung mit  $2u_2$ . Befindet sich der Antrieb 2 in der oberen Endstellung, so ist die Umschalteneinrichtung für die Abgabe eines neuen Befehles vorbereitet. Der Wendebefehl wird durch den rechten Initiator abgegeben. Dieser speist den Eingang des Und-Elementes  $3u_1$ , dessen weitere Eingänge von den beiden Initiatoren der oberen Endlagen  $1n_1$  und  $2n_1$  angesteuert

werden. Sind diese Bedingungen erfüllt, so wird der Speicher  $3u_3$  umgeschaltet, so daß sein Ausgang A Spannung hat, B dagegen spannungslos ist. Hierdurch wird die entgegengesetzte Bewegung der Antriebe eingeleitet: zunächst Bewegung „2 abwärts“, indem das Und-Element  $2u_2$  Eingangsbefehle von  $3u_3$  (Vorlauf),  $2n_2$  und  $1n_1$  sowie der Verriegelung mit  $2u_1$  erhält. Ist der untere Endpunkt der Bewegung 2 erreicht, so wird die Bewegung „1 abwärts“ eingeschaltet, da das Und-Element  $1u_2$  umschaltet. Stehen beide Antriebe 1 und 2 in ihrer unteren Endstellung (Ausgang A der Initiatoren  $1n_2$  und  $2n_2$  haben Spannung), so schaltet das Und-Element  $3u_2$  um, das den Rücklauf wieder vorbereitet, indem es den Speicher  $3u_3$  löscht und ein Ausgangssignal an die angeschlossene weitere Steuerung abgibt.

### Zusammenfassung

Ruhende Steuerelemente, die unter Verwendung von Transistoren und Dioden gebaut sind, wurden mit den herkömmlichen Relais verglichen: Sie zeichnen sich durch sehr kurze Schaltzeiten und Unempfindlichkeit gegen Umwelteinflüsse, z. B. Erschütterungen und chemisch aggressive Gase, aus. Die Bauelemente eines vollständigen Steuerungssystems, nämlich Initiatoren, Verknüpf- und Ausgangsverstärker wurden besprochen. Die Verknüpfungselemente verwirklichen im Gegensatz zu Relais bereits Verknüpfungsfunktionen. Die Lösung verschiedener Schaltungsaufgaben mit ruhenden Steuerungselementen wird an Hand einiger typischer Beispiele beschrieben.

### Schrifttum

- [1] Götz, E., u. Heinzerling, H. C., u. Lott, H. G.: Transistoren in Steuerungen mit logischen Schaltelementen. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 487—492.
- [2] Schinze, G.: Das AEG-Steuerungssystem Logistat. AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) H. 1/2, S. 76—83.
- [3] Götz, E.: Binäre Schaltungs algebra für ruhende Steuerungen. AEG Mitt. Bd. 50 (1960) H. 1/2, S. 60—75.

## Tetroden-Fernsehsender für das Band IV/V

Von Ulrich Finkbein, München, Johannes Holle und Siegfried Tobies, Berlin\*) DK 621.37.019.3+621.396.019.3

Da sich das Fernsehen innerhalb der Bundesrepublik Deutschland verhältnismäßig rasch entwickelt hat, reicht für die Übertragung der Programme das bisher hierfür verfügbare Frequenzband nicht mehr aus. Deshalb wird nunmehr das Ultra-Hochfrequenz-(UHF)-Band hierfür erschlossen. Hierüber soll nachstehend berichtet werden.

### Grundsätzliches

Die Erschließung des UHF-Bandes von 470 bis 790 MHz — das sogenannte Band IV/V — für den Fernseh-Rundfunk hat sich als notwendig erwiesen, nachdem die im Band I und III vorgesehenen Fernsehkanäle in Deutschland praktisch voll besetzt sind und somit nicht mehr die Möglichkeit besteht, Fernsehkanäle für die Versorgungslücken und für ein zweites Fernsehprogramm freizumachen. Mit diesen Problemen ergaben sich für den Fernseh-Techniker eine Reihe neuer Aufgaben, die in sehr kurzer Zeit gelöst werden mußten.

Zuerst mußte die Frage beantwortet werden, wie die notwendige Senderleistung von 10 bis 20 kW bei Frequenzen bis 790 MHz erreicht wird. Diese Leistung ist notwendig, weil aus Gründen der Ausbreitung und Versorgung bei diesen hohen Frequenzen Leistungen bis 500 kW und mehr effektiv ausgestrahlt werden müssen. Die effektive Strahlungsleistung ist das Produkt aus der Sendeleistung und dem sogenannten Antennengewinn. Da der Gewinn bei Rundstrahlantennen im Band IV/V in der Größenordnung von 25 bis 50 liegen kann, errechnen sich daraus die oben genannten Senderleistungen.

Es gibt grundsätzlich zwei Möglichkeiten, im Band IV/V solche Leistungen zu erzeugen, mit der dichtegesteuerten Tetrode oder dem laufzeitgesteuerten Klystron.

### Tetrode oder Klystron

Auf Grund der vorliegenden Erfahrungen — besonders aus den USA — konnte aber nicht eindeutig entschieden werden, welche Technik wirklich die überlegene ist. Hinzu kommt, daß keine von diesen beiden Röhrenarten bisher in Deutschland in der entsprechenden Leistungsgröße gefertigt wurde. Da es für die deutschen Firmen aus zeitlichen und auch wohl aus wirtschaftlichen Gründen nicht möglich war, die Entwicklung beider Senderbauarten aufzunehmen, mußten sich die einzelnen Firmen für das Klystron oder für die Tetrode entscheiden. Die Siemens & Halske AG entschied sich für Tetroden, wobei unter Verwendung von Fertigungsverfahren, die mit Erfolg bei Leistungsröhren für das Band I und III angewendet werden, in verhältnismäßig kurzer Zeit eine eigene, besonders leistungsfähige 10-kW-UHF-Tetrode entwickelt wurde, die das ganze Band IV/V überdeckt [1].

Es besteht nicht die Absicht, hier beide Techniken zu vergleichen. Das ist bereits an anderen Stellen geschehen; das Thema wird wohl auch für längere Zeit Diskussionsgegenstand sein. Eines ist sicher, daß beide Bauarten technisch brauchbare Sender ergeben und daß eine endgültige

\*) Dr.-Ing. U. Finkbein, Dipl.-Ing. J. Holle und Dipl.-Ing. S. Tobies sind Mitarbeiter der Siemens & Halske AG in München und Berlin.



Beurteilung der Vor- und Nachteile von Tetroden- und Klystron-Sendern vom betrieblichen und wirtschaftlichen Standpunkt erst nach einer genügend langen Betriebserfahrung möglich sein wird. Im folgenden soll nur auf die Tetroden-Fernsehsender eingegangen werden.

### Besonderheiten der Band IV/V-Sender

Die Frequenzen im Band IV/V sind im Mittel dreimal so hoch wie im Band III. Daraus ergibt sich, daß die Frequenzstabilität auch etwa dreimal so groß sein muß, weil nach den geltenden Pflichtenheften der „Arbeitsgemeinschaft

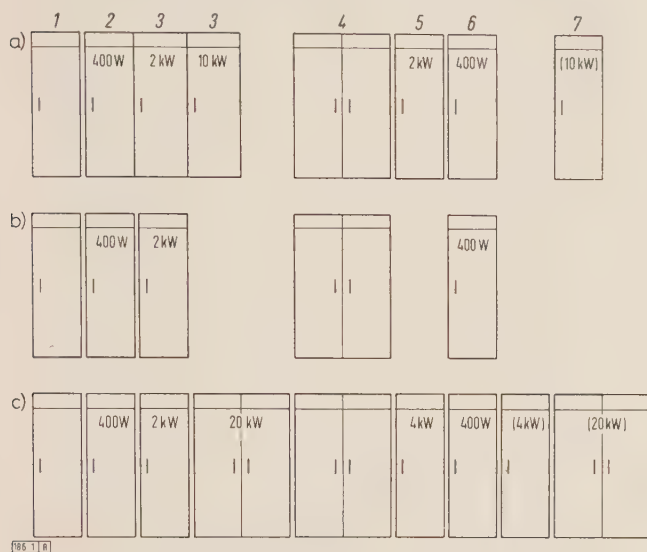


Bild 1. Aufbauplan der Fernsehsender für 470 bis 790 MHz

a) mit 10/2 kW Leistung (10 kW Bildleistung, 2 kW Tonleistung),  
b) mit 2/0,4 kW Leistung und c) mit 20/4 kW Leistung.

- 1 Kontrollgestell des Bildsenders
- 2 Steuerteil des Bildsenders
- 3 Leistungsverstärker des Bildsenders
- 4 Filterweiche
- 5 Leistungsverstärker des Tonsenders
- 6 Tonsender
- 7 Stromversorgung für die Leistungsverstärker der Bild- und Tonsender

der Deutschen Rundfunkanstalten" (ARD) und der Deutschen Bundespost z. B. beim Bildsender die Frequenzabweichung unabhängig vom Band immer nur  $\pm 500$  Hz betragen darf. Das bedeutet eine Konstanz von etwa  $10^{-6}$ . Weiter ergibt sich infolge der hohen Frequenz, daß die Topfkreise schon recht kurz werden, aber wegen der großen Leistungsbelegung einen verhältnismäßig großen Durchmesser haben müssen. Daher waren hierbei besondere konstruktive Überlegungen notwendig. Auch mußte mit Rücksicht auf die erforderliche geringe Welligkeit der Ausführung aller koaxialen Leitelemente besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Wegen der hohen Spannungen mußte man auch neue Isolierstoffe verwenden, z. B. Teflon, das eine besonders geringe Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$ , einen niedrigen Verlustfaktor  $\tan \delta$  und eine besonders große Wärmefestigkeit hat. Wenn man die Breite der Bänder miteinander vergleicht, so zeigt sich, daß z. B. das Verhältnis von höchster zu tiefster Frequenz beim Band III etwa 1,25, dagegen beim Band IV/V etwa 1,7 beträgt. Es ist trotzdem bei den Tetroden-Sendern gelungen, mit einer Ausnahme alle Teile durchstimmbar zu gestalten; nur die Filterweiche mußte in zwei Bereiche aufgeteilt werden. Daß alle Forderungen der bereits genannten Pflichtenhefte erfüllt werden und alle Erfahrungen, die beim Bau von Fernsehsendern für Band I und III bisher gewonnen wurden, berücksichtigt sind, ist selbstverständlich.

Die Sender sind in der Normalausführung entsprechend den CCIR<sup>1)</sup>-Empfehlungen für die Übertragung von 625 Zeilen mit 5,5 MHz Videofrequenz(VF)-Bandbreite bemessen; sie lassen sich aber auch für 525 Zeilen und 4,5 MHz VF-

Bandbreite oder für 625 Zeilen und 6,5 MHz Bandbreite, kurz für alle vorhandenen Systeme mit Negativ-Modulation, durch Umstimmen oder Austauschen einzelner Geräte einrichten.

## Endröhre

Da die Leistung von Sendern durch die Endröhre bedingt ist, lassen sich mit der 10-kW-UHF-Tetrode besonders einfache 10-kW-Sender und durch Parallelschaltung in der Endstufe 20-kW-Sender bauen (aktive Reserve). Als Vorstufe wird in beiden Fällen eine 2-kW-UHF-Tetrode verwendet.

In besonderen Fällen, z. B. dort, wo nur kleinere Gebiete zu versorgen sind oder Richtantennen mit größerem Gewinn verwendet werden sollen, genügt eine Leistung von 2 kW, die schon in den Vorstufen der größeren Sender vorhanden ist. Mit Rücksicht auf eine spätere Ausbaufähigkeit auf größere Leistung und eine wirtschaftliche Fertigung wird daher das Baukastenprinzip angewendet. Nicht unerwähnt soll bleiben, daß das Leistungsverhältnis 5 : 1 von Bild- zu Tonsender dieser Planung entgegenkommt.

## Fernsehsender nach dem Baukastenprinzip

Jeder Fernsehsender besteht aus einem amplitudenmodulierten Bildsender und einem frequenzmodulierten Tonsender. Um beide Sender über ein gemeinsames Kabel an die Antenne anschließen zu können, wird eine sogenannte Filterweiche verwendet, die nicht nur Bild- und Tonsender entkoppelt (Bild-Ton-Weiche), sondern auch noch für das Abschneiden des linken Seitenbandes des Bildsenders sorgt (Restseitenband-Filter).

Bild 1 zeigt das auf Grund dieser Überlegungen aufgestellte Aufbauschema nach dem Baukastenprinzip. Grundbausteine sind stets ein 2-kW-Bildsender und ein 400-W-Tonsender, der als 2/0,4-kW-Sender benannt ist. Das erste Gestell des Bildsenders, als Steuersender bezeichnet, enthält alle Geräte zur Erzeugung einer unmodulierten Hochfrequenzschwingung mit der Endfrequenz und ferner die Geräte zur Aufbereitung des Videosignals. Im nächsten Ge-

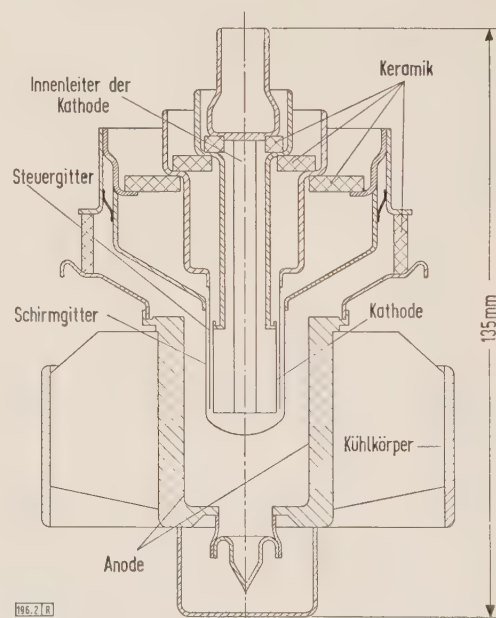


Bild 2. Tetrode RS 1052 C im Schnitt.

stell wird der UHF-Träger moduliert und auf 2 kW verstärkt. Im Tonsendergestell sind alle Geräte zur Erzeugung und Modulation des Tonsignals untergebracht. Beim 10/2-kW-Sender wird auf der Bildseite eine 10-kW-Leistungsstufe mit getrennter Stromversorgung und auf der Tonseite eine 2-kW-Leistungsstufe mit im gleichen Gestell untergebrachter Stromversorgung zugeschaltet. Für die dritte Ausführungsform mit 20/4 kW wird an Stelle des 10-kW-

1) CCIR = Comité Consultatif International des Radiocommunications.



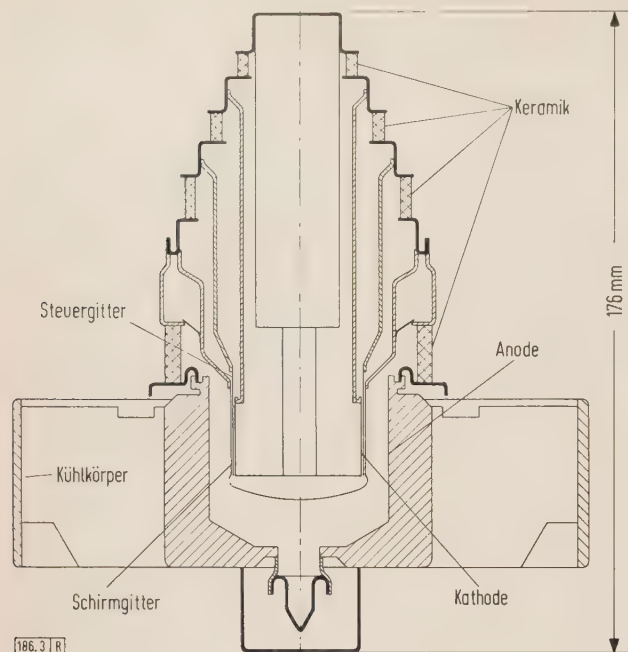


Bild 3. Tetrode RS 1032 C im Schnitt.

Bild-Verstärkers ein 20-kW-Verstärker in Zwillingsausführung verwendet, während auf der Tonseite ein 4-kW-Verstärker hinzukommt, beide mit den entsprechenden Stromversorgungsstellen.

Mit Rücksicht auf eine wirtschaftliche Fertigung werden für die drei Leistungsgrößen gleichartige Filterweichen verwendet. Sie unterscheiden sich nur unwesentlich voneinander, und zwar in der Belüftung und der Bestückung mit Meßeinrichtungen; in ihren Abmessungen sind sie gleich. Zu diesem eigentlichen Sender gehört noch ein Kontrollgestell, das — für alle Leistungsstufen gleich aufgebaut — die zur Überprüfung der VF- und HF-Signale nötigen Kontroll-einrichtungen enthält.

Alle Röhren, welche die Endfrequenz führen, sind in Metallkeramik ausgeführt.

#### UHF-Sende-Tetroden

Für den Aufbau dieser Sender sind die neuentwickelten Leistungstetroden bestimmt; die 2-kW-Tetrode trägt die Bezeichnung RS 1052 C, die 10-kW-Tetrode die Bezeichnung

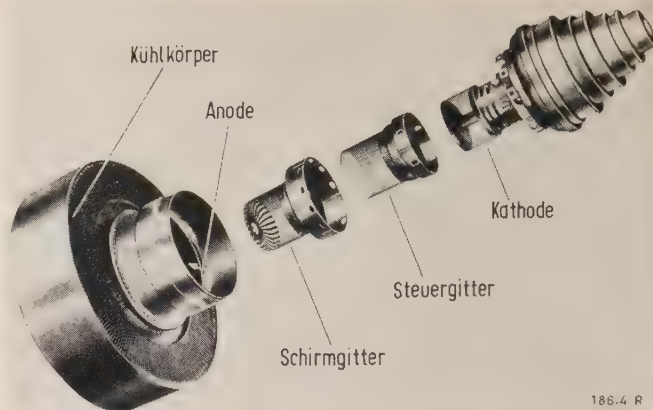


Bild 4. Bauteile der Tetrode RS 1032 C.

RS 1032 C. Obwohl sie bereits an anderen Stellen beschrieben sind [1], sei im folgenden das Wesentliche noch einmal zusammengefaßt.

Es handelt sich dabei um luftgekühlte UHF-Sendetetroden, die in Metallkeramik ausgeführt sind und in Gitterbasisschaltung betrieben werden. Bild 2 zeigt eine 2-kW-Tetrode, Bild 3 eine 10-kW-Tetrode im Schnitt. Die Bauteile von Kathode, Steuergitter, Schirmgitter und Anode mit den Kühlkörpern sind besonders deutlich in Bild 4 (Tetrode RS 1032) zu erkennen. Die Eigenart dieser koaxial aufgebauten Röhre liegt darin, daß Kathode, Steuergitter und Schirmgitter als Käfige aus Maschengewebe ausgeführt sind. Dadurch konnten die besonders geringen Abstände zwischen den Elektroden erreicht werden, die zur Verstärkung von Schwingungen so hoher Frequenzen notwendig sind. Die beiden Röhren werden mit Anodenspannungen von 3,3 bzw. 5 kV betrieben. Sie geben bei 790 MHz im Augenblick des Synchronimpulses eine Leistung von 2,2 bzw. 11 kW ab und benötigen dazu eine Steuerleistung von 0,4 bzw. 0,8 kW. Der Wirkungsgrad beträgt dabei 45 bzw. 54 %.

#### Bildsender

Wie bereits erwähnt, enthält der 400-W-Steuersender einen Hochfrequenz(HF)- und einen VF-Teil. Zur Erzeugung der HF-Schwingungen wird ein in aperiodischer Schaltung arbeitender Quarz verwendet, der wie üblich durch einen Thermostaten auf konstanter Temperatur gehalten wird. Er arbeitet bei einer Frequenz von etwa 5 MHz. Die notwendige Vervielfachung, die je nach der zu erzeugen-

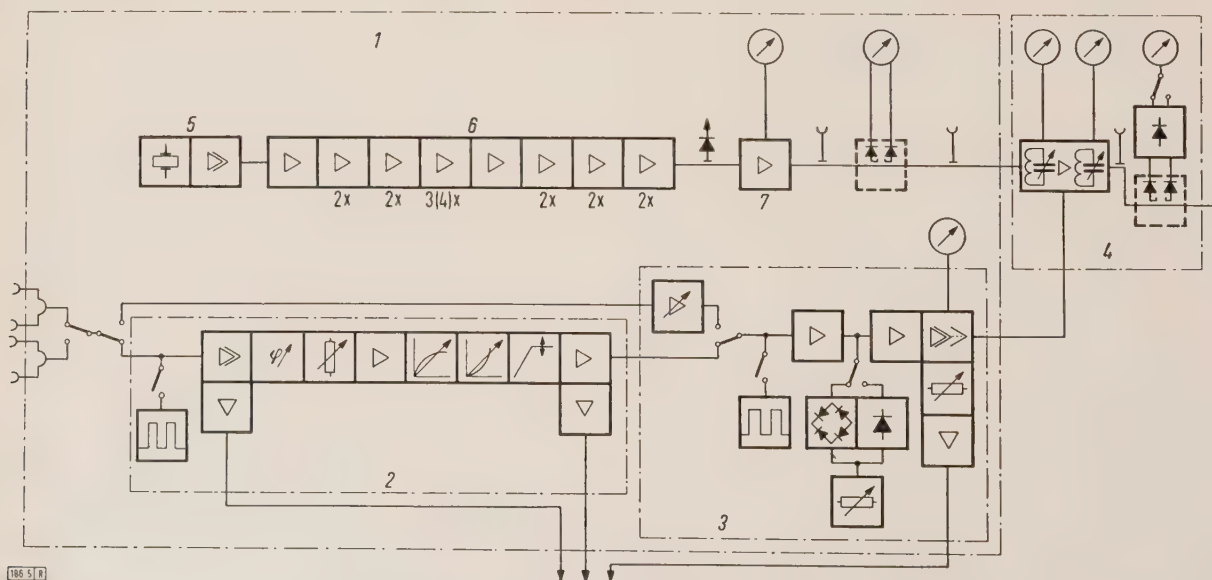


Bild 5. Blockschaltbild eines 2-kW-Fernseh-Bildsenders für 470 bis 790 MHz.

1 Bild-Steuersender  
2 VF-Vorverstärker

3 VF-Verstärker  
4 2-kW-Leistungsverstärker

5 Quarz-Oszillator  
6 Vervielfacher

7 400-W-Leistungsverstärker



den Endfrequenz 96- oder 128-fach ist, wird in dem folgenden Vervielfacher vorgenommen.

Wie das Blockschaltbild (Bild 5) zeigt, besteht er aus einer Aneinanderreihung von Verdoppler-, Verdreifacher- und Vervielfacher-Stufen. Um möglichst nur die gewollten Harmonischen zu bekommen, wurden Schaltungen verwendet, die auf der Gitterseite eine Gegentakt-Schaltung und auf der Anodenseite eine Gleichtakt-Schaltung haben. Es wurde also nicht die sonst übliche Verzerrungsvervielfachung an-

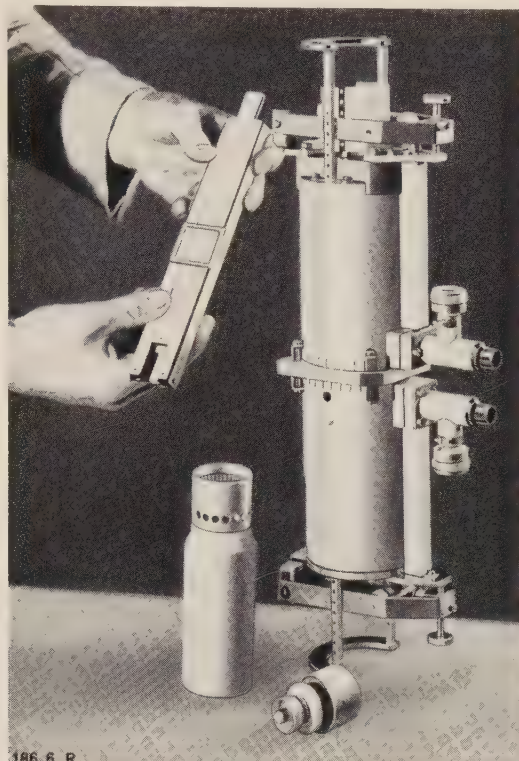


Bild 6. Topfkreis für den 400-W-Leistungsverstärker.

gewendet. Die HF-Schwingung mit Endfrequenz wird auf einen 400-W-Leistungsverstärker gegeben, der mit einer Keramik-Tetrode TBL 2/500 in einem Topfkreis (Bild 6) arbeitet.

Das ankommende VF-Modulationssignal soll einen Scheitel-Spannungswert  $U = 1\text{ V}$  haben. Es gelangt über ein Durchschleiffilter auf den sogenannten VF-Vorverstärker (Bild 5), der nicht nur eine Verstärkung des Signals, sondern auch gleichzeitig eine regelbare Vorverzerrung hinsichtlich Gradation und Phase bewirkt. Diese Vorverzerrungen sind notwendig, weil beim Modulationsvorgang selbst nichtlineare Verzerrungen auftreten, andererseits aber durch das Restseitenband-Filter des Senders und das Nyquist-Filter des Empfängers eine lineare Phasenverzerrung vorhanden ist. Es sei hier bemerkt, daß es zweckmäßig ist, zuerst eine Phasenvorverzerrung vorzunehmen, weil dann praktisch beide Verzerrungen unabhängig voneinander ausgeglichen werden können. Weiter muß auch bezüglich der Phasenvorverzerrung daran erinnert werden, daß bei den deutschen

Fernsehsendern bisher die gesamte Vorentzerrung im Sender lag, daß aber nach den neuesten CCIR-Beschlüssen in Zukunft nur die Verzerrungen des Senders selbst und die Hälfte der Empfänger Verzerrungen durch die Phasenvorverzerrung im Sender ausgeglichen werden. Zusätzlich enthält der VF-Vorverstärker noch eine Weiß-Begrenzung, damit auch bei Übersteuerungen noch Differenzträger-Empfang möglich ist. Bei Ausbleiben der Modulation schaltet sich automatisch ein Hilfsimpulsgeber ein, so daß der Sender mit normaler Aussteuerung arbeiten kann und damit bei etwaiger Überlastung nicht abschaltet.

Der nächste eigentliche VF-Verstärker dient vorwiegend zur weiteren Verstärkung des Signals, die für die entsprechende Modulation des 2-kW-Leistungsverstärkers erforderlich ist. Er arbeitet mit den üblichen Klemmschaltungen. Für den Fall einer Störung im VF-Vorverstärker erhält er eine Überbrückungsschaltung, so daß auch dann noch ein Betrieb möglich ist, wenn auch nicht mit genauer Phasen- und Gradationsentzerrung.

Der modulierte 2-kW-Verstärker enthält im vorderen Teil seines Gestells einen in koaxialer Bauweise ausgeführten Topfkreis für die RS 1052 C und in seinem hinteren Teil die zum Betrieb dieser Stufe notwendige Stromversorgung. Eine vereinfachte Schaltung und einen Schnitt durch den Topf zeigen Bild 7 und 8. Alle koaxialen Abstimmkreise sind konzentrisch aufgebaut. Wegen der verhältnismäßig großen kapazitiven Belastung sind die Abstimm-elemente auf der Gitterseite  $3\lambda/4$  lang. Auf der Anodenseite genügen  $\lambda/4$ -Leitungen. Phasengleichheit zwischen Steuer- und Schirmgitter wird durch eine  $\lambda/2$ -Leitung zwischen beiden erzielt. Ein kapazitiv gekoppelter Sekundärkreis ist vorhanden, damit man die notwendige Bandbreite erhält. Ein- und Auskopplung sind zur Einstellung der richtigen Anpassung auf  $60\ \Omega$  regelbar ausgeführt. Moduliert wird nach dem Prinzip der Kathodenstrom-Modulation; die zu modulierende HF-Stufe liegt in Reihe mit der letzten VF-Verstärkerstufe, so daß diese den gesamten Kathodenstrom moduliert.

Der 10-kW-Leistungsverstärker ist ebenfalls in einem eigenen Gestell untergebracht. Er arbeitet als B-Verstärker in Gitterbasisschaltung mit der Röhre RS 1032 C und wird als Baustein dem 2-kW-Bildsender nachgeschaltet. Der verwendete Topfkreis entspricht im Prinzip dem in Bild 8

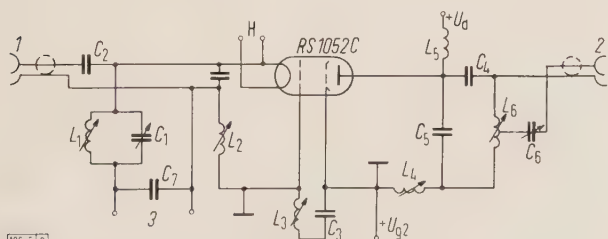


Bild 7. Prinzipschaltbild des 2-kW-Bildverstärkers.

- |              |                       |
|--------------|-----------------------|
| 1 HF-Eingang | 3 Modulations-Eingang |
| 2 HF-Ausgang | H Heizung             |

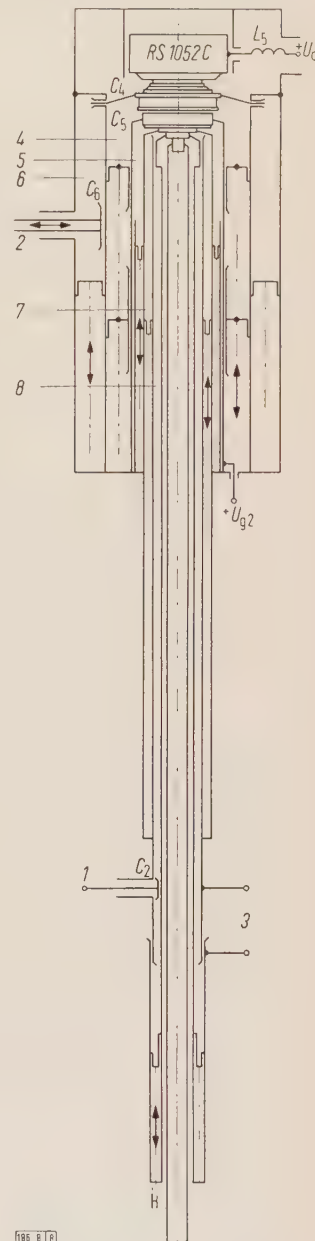


Bild 8. Schnitt durch den Topfkreis des 2-kW-Bildverstärkers. Die Kurzzeichen entsprechen den Bezeichnungen in Bild 7.

- |                                        |
|----------------------------------------|
| 4 Anodenkreis mit $L_4$                |
| 5 Kurzschlußkreis mit $L_3$ und $C_3$  |
| 6 Anodenkreis mit $L_6$                |
| 7 Gitterkreis mit $L_2$                |
| 8 Gittersperrkreis mit $L_1$ und $C_1$ |



gezeigten Topfkreis für die RS 1052 C. Gitterseitig liegt über einen Zweifachverteiler ein Absorber zum HF-Eingang parallel, der die überschüssige Treiberleistung der modulierten 2-kW-Stufe aufnehmen kann und gleichzeitig zur Stabilisierung des Eingangswiderstandes des Leistungsverstärkers zwischen Schwarz- und Weißbild beiträgt. Der Ausgang des 10-kW-Leistungsverstärkers führt über einen Koaxialschalter direkt auf die nachgeschaltete Filterweiche. Dieser dient im Störfall zum Durchschalten des 2-kW-Bildsenders, so daß der Betrieb, wenn auch mit verminderter Sendeleistung (2 kW), weitergehen kann.

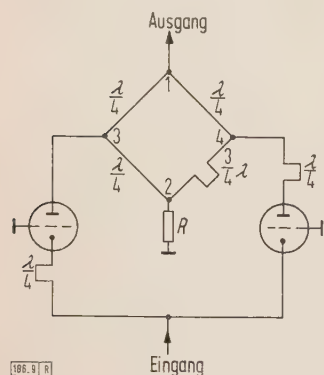


Bild 9. Brückenschaltung des 20-kW-Verstärkers. Erläuterungen im Text.

über eine Brücke zusammengeschaltet. Bei gleichphasiger Speisung an den Brückenpunkten 3 und 4 (Bild 9) erhält man am Ausgangspunkt 1 dann die Summe beider Leistungen.

Ein besonderer Vorzug dieser Anordnung liegt auch darin, daß sie, vom Ausgang her gesehen, einen reellen Widerstand von  $60 \Omega$  hat und daher Reflexionen schluckt; sie wirkt also als Echofalle. Eine in Punkt 1 eintreffende reflektierte Spannung ist in den Brückenpunkten 3 und 4 gleichphasig. Je nach Betriebszustand der beiden Röhrenstufen wird hiervon ein mehr oder weniger großer Teil von ihnen wieder reflektiert und kommt nach 3 und 4 zurück, zu 4 jedoch um  $180^\circ$  phasenverschoben wegen der dazwischenliegenden  $\lambda/4$ -Leitung. In 1 werden sich diese Spannungen auslöschen, in 2 dagegen addieren, weil der Phasenunterschied durch die zwischen 4 und 2 liegenden  $3\lambda/4$ -Leitungen eine nochmalige Phasenumkehr bewirkt.

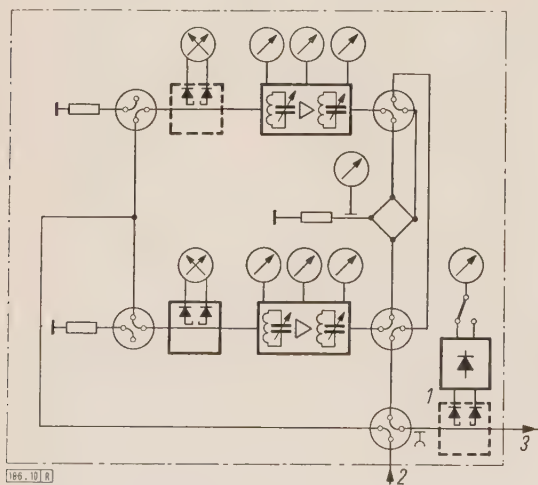


Bild 10. Prinzipschaltbild des 20-kW-Leistungsverstärkers für 470 bis 790 MHz.

- 1 Impulsspannungsmesser
- 2 vom 2-kW-Bild-Leistungsverstärker
- 3 zur Filterweiche

Das bedeutet aber nichts anderes, als daß der Absorber R die nicht von den Röhrenstufen geschluckten Reflexionen selber aufnimmt und keine reflektierte Energie mehr aus der Brücke hinausgeht. Damit die Schaltung für die hinausgehende Leistung richtig arbeitet, muß auf der Eingangs-

seite des einen Verstärkers eine  $\lambda/4$ -Leitung die Laufzeit ausgleichen.

Daß mit solchen Brückenschaltungen ein Verstärker weiterarbeiten kann, wenn der andere ausfällt, ist bekannt (aktive Reserve). Nachteilig ist aber, daß in solch einem Störfall nur noch ein Viertel der Leistung zur Verfügung steht, weil das andere Viertel im Absorber bleibt. Im vorliegenden Fall wird daher bei Störung der einen Stufe die andere sofort auf den Ausgang durchgeschaltet und nur während der Umschaltzeit die stabilisierende Eigenschaft dieser Brückenordnung benutzt. Bild 10 und 11 zeigen das Blockschaltbild und die Ansicht einer 20-kW-Leistungsverstärkerstufe.

### Tonsender

Die HF-Schwingung wird im Steuergerät in einem freischwingenden Oszillator erzeugt, der genau wie beim Bildsender bei etwa 5 MHz arbeitet. Mit zwei parallelgeschalteten Reaktanzröhrenstufen wird die Trägerfrequenz frequenzmoduliert und die Mittenfrequenz des Oszillators selbsttätig nachgestimmt. Die hierzu notwendigen Spannungen werden einem NF-Verstärker und dem sogenannten „Nachstimm-Demodulator“ entnommen. Der Vervielfacher und 400-W-Leistungsverstärker sind wie im Bildsender aufgebaut (Bild 12).

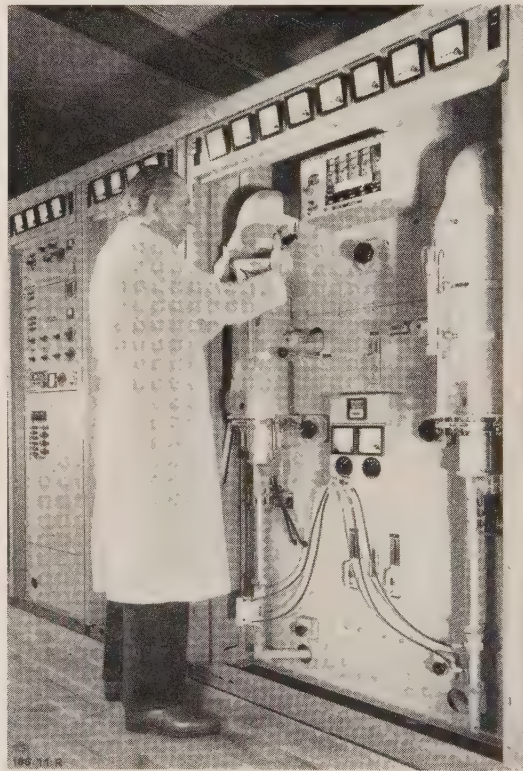


Bild 11. Gestell mit 20-kW-Leistungsverstärker.

Der Nachstimm-Demodulator arbeitet nach dem Prinzip des Zählerdiskriminators. Eine Spannung mit Endfrequenz wird am Tonsenderausgang abgenommen und mit der Spannung einer vervielfachten Quarzfrequenz gemischt. Es entsteht eine Zwischenfrequenzschwingung, die in ihrer Amplitude sehr genau begrenzt und anschließend differenziert wird. Die entstehenden Impulse haben gleiche Amplitude und Breite aber eine von der Endfrequenz abhängige Zeitfolge. Eine aus ihnen gewonnene Gleichspannung ist demnach ein Maß für die Endfrequenz. Durch Vergleich mit einer konstanten Gleichspannung, die der Sollfrequenz entspricht, wird die Nachstimmspannung gewonnen.

Außer der Erzeugung der Nachstimmspannung hat der Nachstimm-Demodulator noch folgende Aufgaben: Anzeige der Frequenzabweichung vom Sollwert, Messung des Frequenzhubes und Anzeige des Übermodulationsgrades so-

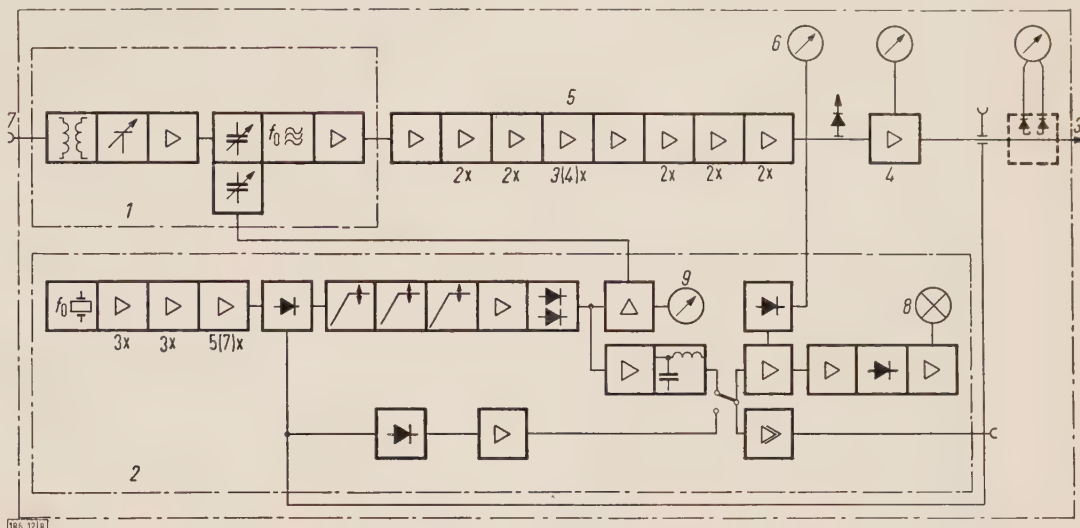


wie mit Zusatzgeräten auch die Messung des Klirrfaktors. Der 2-kW-Leistungsverstärker des Tonsenders entspricht dem 2-kW-Bildsender mit einer RS 1052 C, die jedoch hier als C-Verstärker arbeitet. Auch der 4-kW-Leistungsver-

stärker verriegelt, damit die notwendige Schaltfolge erreicht wird. Zuerst werden immer die Heizspannungen, dann die Gitter- und Anodenspannungen und zum Schluß die Schirmgitterspannungen eingeschaltet. Erst wenn alle Schaltungen

Bild 12. Blockschaltbild des 400-W-Fernseh-Tonsenders für 470 bis 790 MHz.

- 1 Steuergerät
- 2 Nachstimm-Demodulator
- 3 zur Filterweiche
- 4 400-W-Leistungsverstärker
- 5 Vervielfacher
- 6 Frequenzhub-Messung
- 7 NF-Eingang
- 8 Warnlampe als Übermodulations-Anzeiger
- 9 Anzeige der Frequenzabweichung vom Mittenwert



ker des Tonsenders entspricht im Aufbau dem 10-kW-Bild-Leistungsverstärker und arbeitet wie dieser mit einer RS 1032 C.

### Filterweiche

Die Filterweiche [2] ermöglicht die Zusammenschaltung des Bild- und Tonsenders auf eine gemeinsame Antenne. Durch Brücken und Selektionsmittel werden die beiden Sender ausreichend entkoppelt, so daß unerwünschte gegenseitige Störungen nicht entstehen können. Zur Unterdrückung des unteren Seitenbandes dienen weitere Selektionsmittel in Form von Saugkreisen, die im Zusammenwirken mit der Weiche das Restseitenband-Filter bilden. Sämtliche elektrischen Teile der Weiche sind coaxial ausgeführt und in einem Doppelgestell untergebracht. Zur Umschaltung der Koaxialleitungen ist ein umfangreiches Steckerfeld vorgesehen, das zur Verbindung der ankommenden und abgehenden Koaxialleitungen z. B. mit der Antenne, der künstlichen Antenne usw. oder zur Umgehung der Weiche benutzt werden kann. Die Topfkreise und die eingebauten Absorber haben Anschlußstellen für Kühlluft, die bei Betriebsleistungen über 2/0,4 kW erforderlich wird. Bild 13 zeigt ein Filterweichengestell.

Wie bereits erwähnt, ist die Filterweiche das einzige Gerät des ganzen Senders, das wegen der Größe des Frequenzbereichs in zwei verschiedenen Ausführungen gebaut wird, und zwar eine für den Bereich von 470 bis etwa 620 MHz und eine andere von etwa 600 bis 790 MHz. Da nur die Topfkreise und ein Teil der Rohrleitungen unterschiedlich sind, ist eine Umrüstung möglich.

### Stromversorgung, Verriegelung, Belüftung

Alle Stromversorgungseinrichtungen, die zur Erzeugung der Heizspannungen sowie Anoden-, Gitter- und Schirmgitterspannungen dienen, sind bei den Geräten mit Leistungen bis 2 kW mit den zu speisenden Anlagenteilen in gemeinsamen Gestellen untergebracht. Soweit Spannungsregelungen verwendet werden, befinden sich diese in den Geräten selbst. Alle Netzbaugruppen, die nur aus Transformatoren, Gleichrichtern und Siebketten bestehen und daher praktisch keinem Verschleiß unterliegen, sind als Einheitsbaugruppen seitlich in den Gestellen montiert. Für Leistungsstufen über 2 kW mußten wegen der Größe der Transformatoren und Siebmittel eigene Stromversorgungsstellen verwendet werden. Silizium-Gleichrichter werden vorwiegend benutzt. Die einzelnen Stufen sind gegenein-

quittiert sind, wird durch Aufheben einer Vorspannung im Vervielfacher der HF-Träger freigegeben und der Sender angesteuert.

Der Einschaltvorgang selbst läuft automatisch ab und wird durch Drücken nur einer Taste ausgelöst. Dies kann beim Bild- und Tonsender für jeden einzeln oder für beide gemeinsam geschehen. Eine besondere Taste ermöglicht die Umschaltung auf Fernbedienung. Es ist daher möglich, die

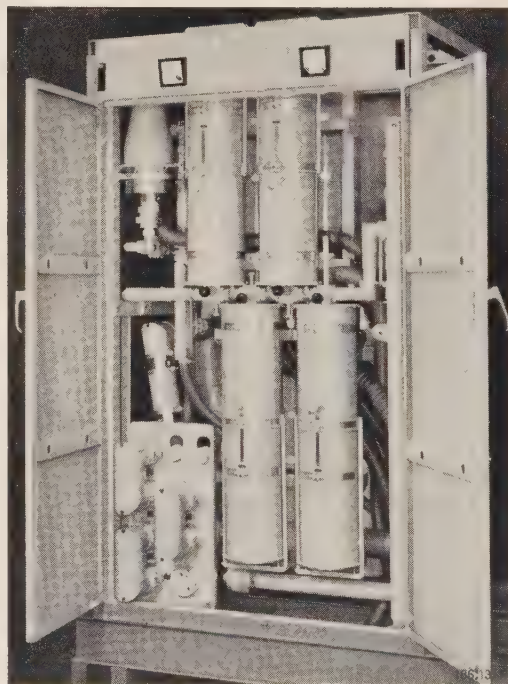


Bild 13. Filterweichen-Gestell.

Sender unbemannt arbeiten zu lassen. Besondere Verriegelungsschaltungen schützen den Sender vor falscher Bedienung. Ebenso sorgen Gefahrenknöpfe für ein sofortiges Abschalten aller Spannungen im Gefahrenfall. Für alle Stufen und die Filterweiche wird zur Belüftung ein zentraler Drucklüfter verwendet. Ein Sauglüfter unterstützt die Abfuhr der Luft.



### Überwachungseinrichtungen

Zur Überwachung eines Senders werden besondere Einrichtungen benötigt. Die Auswahl der Kontrolleinrichtungen entspricht den bisherigen Erfahrungen. Alle besonders wichtigen Gleichspannungen und -ströme werden durch Instrumente überwacht, ebenso die Kathodenströme der einzelnen Röhren, aber auch alle HF-Spannungen an den Stufen ab 400 W. Weiter befinden sich in jedem Gestell Signallampen, die Störungen und die gestörte Baugruppe anzeigen. Besondere Einrichtungen sind für die Überwachung der VF-Signale und modulierten HF-Signale notwendig. Sie sind zum großen Teil im Kontrollgestell zusammengefaßt.

Zur Überwachung der VF-Signale dient ein Kontrollgerät, das einen VF-Oszillographen und ein Bildgerät enthält. Der Oszillograph mit einer Schirmbildgröße von 80 mm besitzt eine besondere Zeitdehnung für Bild und Zeile, so daß Störungen leicht erkannt werden können. Das Bildgerät, mit einer Rechteckröhre ausgerüstet, entspricht dem Konzept normaler Fernsehempfänger und läßt sich von Impuls- auf Nachlauf-Synchronisation umschalten. Ein besonderes Schaltfeld ermöglicht das Aufschalten dieses Gerätes auf das ankommende VF-Signal und die VF-Kontrollstellen im Sender.

Das modulierte HF-Signal wird nach Demodulation mit dem Kontrollgerät überwacht. Die Demodulatoren erhalten ihre Spannungen von Richtkopplern, wenn nur das weiterlaufende Signal überprüft werden soll, sonst von kapazitiven Spannungsteilern.

Zur Demodulation selbst dient der sogenannte Nyquist-Demodulator, ein besonders hochentwickelter Fernsehempfänger, für den vor allem bezüglich Durchlaßkurve und Linearität nur sehr geringe Toleranzen zugelassen sind. Er liefert wie ein Fernsehempfänger ein VF-Signal und nach dem Differenzträgerverfahren ein Tonsignal, die nicht nur zur laufenden Betriebsüberwachung, sondern auch zum Einmessen des Senders verwendet werden können.

Außer den genannten Geräten sind auch Einrichtungen zur Leistungs- und Anpassungsmessung und zum Abschalten bei zu großen Fehlanpassungen vorhanden, auf die im Rahmen dieses Aufsatzes nicht näher eingegangen wird.

### Zusammenfassung

Die völlige Belegung der Fernhebbänder I und III macht die Erschließung des UHF-Bereichs von 470 bis 790 MHz für weitere Fernsehprogramme nötig. Die notwendigen Leistungen kann man mit Tetroden oder Klystrons erzeugen. Berichtet wird über Tetroden-Fernsehsender, die mit den neuen UHF-Tetroden RS 1052 C und RS 1032 C arbeiten und, nach dem Baukastenprinzip aufgebaut, eine Leistungsstufung von 2/0,4 kW, 10/2 kW und 20/4 kW ergeben. Die Wirkungsweise und der Aufbau werden an Hand von Schaltbildern und Aufnahmen beschrieben.

### Schrifttum

- [1] Kleen, W.: Neue gittergesteuerte Röhren für UHF-Fernsehsender. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) S. 467–474.
- [2] Holle, J.: Durchstimmbare Weichen konstanten Eingangswiderstandes und Restseitenbandfilter für Fernseh-Bildsender und -Tonsender. Frequenz Bd. 13 (1959) S. 102–107.

## Betriebssicherheit elektronischer Geräte

Von Hans Joachim Fründt, Ulm\*)

DK 621.312.004.6 : 621.38

In Anbetracht der Bedeutung, die den elektronischen Geräten in ihrer vielfältigen Wirkungsweise zukommt, sind Untersuchungen über ihre Lebensdauer und Betriebssicherheit unumgänglich. Einige der dabei ermittelten Ergebnisse sollen nachstehend besprochen werden.

### Grundsätzliches

Es ist allgemein bekannt, daß komplizierte Geräte oder Vorrichtungen störanfälliger sind als solche einfacherer Bauart, wie z. B. Büromaschinen und elektrische Haushalts-

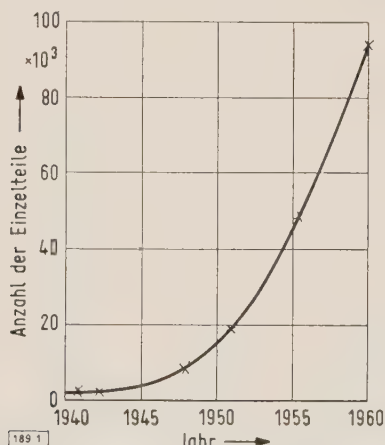


Bild 1. Zunahme der in elektronischen Geräten amerikanischer Bombenflugzeuge verwendeten Einzelteile seit 1940 [1].

geräte, die aus verhältnismäßig wenigen Teilen zusammengesetzt sind. Verglichen mit diesen einfachen Geräten sind die meisten elektronischen Geräte recht verwickelt im Aufbau und bestehen aus viel mehr Einzelteilen.

Die Verwendung elektronischer Geräte nimmt außerordentlich stark zu. Das geht z. B. auch aus der in Bild 1 dargestellten Kurve hervor, die aus amerikanischer Quelle [1]

stammt und das Anwachsen der elektronischen Einzelteile in Bombenflugzeugen im Laufe der Zeit zeigt. Während in allen Elektronikgeräten eines Bombenflugzeuges des zweiten Weltkrieges zusammen nur etwa 2000 Einzelteile enthalten waren, bestehen die Elektronikgeräte eines modernen Bombenflugzeuges bereits aus rd. 100 000 Einzelteilen. Mithin ist dadurch auch die Störanfälligkeit der elektronischen Geräte größer geworden. Dem Problem der Betriebssicherheit dieser Geräte muß deshalb heute eine weit höhere Beachtung geschenkt werden als noch während des zweiten Weltkrieges.

### Ausfallgesetze

Insbesondere während des Korea-Krieges zeigte es sich, daß die Betriebssicherheit der Nachrichtengeräte bei weitem nicht so gut war, wie man es gewünscht hätte. Diese Erkenntnis führte in den USA dazu, daß man sich mit Nachdruck dem Problem der Betriebssicherheit zuwandte und nach Mitteln zur Erhöhung der Zuverlässigkeit suchte. Zu diesem Zwecke wurden viele Millionen Instandsetzungsberichte ausgewertet, wobei zunächst drei interessante Ergebnisse anfielen:

1. Einzelteile der Massenfertigung sind betriebssicherer als weniger häufig verwendete Teile, die nur in kleineren Serien gefertigt werden.
2. Die Ausfallrate der Einzelteile wächst mit zunehmender Belastung, auch wenn man weit unter deren Nennwert bleibt.
3. Bei der Entwicklung der Geräte muß besonders darauf geachtet werden, daß ihre Schaltungen innerhalb eines möglichst großen Toleranzbereiches zuverlässig arbeiten.

\*) Dipl.-Ing. H. J. Fründt ist Mitarbeiter der Telefunken GmbH in Ulm.



Diese Erkenntnisse führten erstens zu einer weitgehenden Standardisierung der in Wehrmachtsgeräten verwendeten Einzelteile, zweitens zu vorsichtigeren Belastungen derselben und drittens zu größerer Sorgfalt bei der Auslegung der Schaltungen. Darüber hinaus bemühte man sich, eine in genauen Zahlen angebbare Maßgröße zu finden, um verschiedene Geräte miteinander vergleichen und in Pflichtenheften für neu zu entwickelnde Geräte Forderungen in bezug auf die Betriebssicherheit aufstellen zu können. Man studierte zu diesem Zweck die Fehlerstatistiken genauer und suchte nach mathematischen Ausdrücken für die Lebensdauer von Einzelteilen und Geräten.

Die Beobachtung zeigte, daß sich in den meisten Fällen die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Lebensdauer durch die eine oder die andere von nur zwei Funktionen ausdrücken läßt. Wenn es sich um einfache Einzelteile handelt oder solche, die während der Herstellung gut überprüft werden können, dann sind meistens Alterungserscheinungen die dominierende Ausfallursache. Derartige Einzelteile sind z. B. Röhren, Signallampen und Motoren. Die wahrscheinliche Lebensdauer entspricht in diesem Fall der Normal- oder Gauß-Verteilung.

Wenn die Einzelteile aus den verschiedensten Ursachen ausfallen, also nicht auf Grund von Alterungserscheinungen, so entspricht die Lebensdauer-Wahrscheinlichkeit einer Exponentialfunktion. Diesem Gesetz folgt mit guter Näherung auch die Lebensdauer heterogener Gruppen von Einzelteilen, zumindest während des Zeitraumes, in dem die Einzelteile noch keine merklichen Alterungserscheinungen zeigen.

Elektronische Geräte werden normalerweise gewartet. Ausgefallene Röhren oder sonstige Einzelteile werden ersetzt, und das Gerät bleibt weiterhin im Einsatz. Bei guter Wartung wird man sogar die kritischen Teile — nämlich diejenigen mit der kürzesten Lebensdauererwartung — sehr oft schon ersetzen, bevor sie ausgefallen sind. Unter diesen Umständen kann man annehmen, daß die Geräte nicht auf Grund von Alterungserscheinungen bestimmter Einzelteile ausfallen, sondern infolge verschiedenartiger Ursachen. Die Praxis zeigt denn auch tatsächlich, daß die Lebensdauer-Wahrscheinlichkeit solcher Geräte einer Exponentialfunktion folgt.

Als Maßgröße ist nun allerdings die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Lebensdauer nicht besonders geeignet, aber aus ihr ergibt sich die Überlebens-Wahrscheinlichkeit. Das ist die Wahrscheinlichkeit, mit der ein Gerät nach der Zeit  $t$  noch einwandfrei arbeitet. Mathematisch ist sie das Integral von  $t$  bis unendlich über die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Lebensdauer. Verläuft die Verteilung nach einer e-Funktion, so muß auch die Überlebens-Wahrscheinlichkeit nach einer e-Funktion verlaufen. Der mathematische Ausdruck für die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Zeitdauer  $t$  überlebt wird, ist

$$W_{\bar{u}} = e^{-t\lambda} = e^{-t/m} \quad (1)$$

Die Größe  $\lambda$  ist die Ausfallrate und  $m$  ist die mittlere Funktionsdauer.

Die Ausfallrate während der Zeit  $x$  ist die Wahrscheinlichkeit, daß ein Teil, das  $t$  Stunden überlebt hat, bis zum Zeitpunkt  $t + x$  ausfällt. Sie wächst im allgemeinen mit zunehmendem Alter des betrachteten Objektes stark an. Bei der Exponentialverteilung ist sie jedoch infolge der verschiedenartigsten Ausfallursachen von der Zeit unabhängig. Es läßt sich mathematisch ableiten, daß eine konstante Ausfallrate eine exponentielle Lebensdauer-Wahrscheinlichkeit voraussetzt.

Während man als Maß für die Güte der Einzelteile im allgemeinen die Ausfallrate je Stunde angibt, zieht man es vor, die Betriebssicherheit ganzer Geräte durch die mittlere Funktionsdauer auszudrücken. Diese ist der statistische Mittelwert der Zeit zwischen zwei Ausfällen. Sie ist meßbar unter nachgebildeten Betriebsbedingungen über eine Zeit, die einige zehnmals so groß ist wie die Zeit zwischen zwei Ausfällen. Im Falle einer exponentiellen Wahrscheinlich-

keitsverteilung der Lebensdauer ist der Zusammenhang zwischen mittlerer Funktionsdauer und stündlicher Ausfallrate besonders einfach. Der eine Wert ist dann der Reziprokwert des anderen.

Die mittlere Funktionsdauer wird oft auch als mittlere Lebensdauer bezeichnet. Betrachtet man nicht reparierbare Baugruppen oder Einzelteile, so ist dieser Ausdruck gerechtfertigt. Betrachtet man jedoch ganze Geräte, die nach einem Ausfall instand gesetzt werden und dann weiter im Einsatz sind, so ist der Ausdruck mißverständlich, und man sollte von der mittleren Funktionsdauer sprechen, zumal die hier angestellten Betrachtungen für Geräte nur gelten, wenn sie gewartet werden.

Elektronische Geräte sind im allgemeinen so aufgebaut, daß der Ausfall nur eines Einzelteiles den Ausfall des gesamten Gerätes zur Folge hat. Die Einzelteile sind also in bezug auf die Betriebssicherheit gewissermaßen „in Serie geschaltet“. Wenn mehrere Einzelteile vorhanden sind, so ist die Wahrscheinlichkeit, daß alle diese Teile eine bestimmte Zeitdauer überleben, gleich dem Produkt aus den

Tafel 1. Schematische Ermittlung der mittleren Funktionsdauer eines Gerätes.

Einzelteile		Ausfallrate	Ausfallbeitrag
Art	Anzahl $n$	$\lambda$ $\text{h}^{-1}$	$n\lambda$ $\text{h}^{-1}$
Widerstände	179	$0,041 \cdot 10^{-5}$	$7,3 \cdot 10^{-5}$
Kondensatoren	343	$0,081 \cdot 10^{-5}$	$27,8 \cdot 10^{-5}$
Relais	18	$0,560 \cdot 10^{-5}$	$10,1 \cdot 10^{-5}$
Transformatoren und Spulen	76	$0,047 \cdot 10^{-5}$	$3,6 \cdot 10^{-5}$
Stecker	25	$0,36 \cdot 10^{-5}$	$9,0 \cdot 10^{-5}$
Schalter	14	$1,20 \cdot 10^{-5}$	$16,8 \cdot 10^{-5}$
Röhren	26	$5,50 \cdot 10^{-5}$	$143,0 \cdot 10^{-5}$
Verschiedenes	28	$0,031 \cdot 10^{-5}$	$0,9 \cdot 10^{-5}$
Summe	709	—	$218,5 \cdot 10^{-5}$

$$\sum n\lambda = 218,5 \cdot 10^{-5} \text{ h}^{-1} = \lambda_{\text{ger}}$$

$$m_{\text{ger}} = 1/\lambda_{\text{ger}} = \frac{10^5}{218,5} \text{ h} = 457 \text{ h}$$

Wahrscheinlichkeiten, mit denen die einzelnen Teile dieselbe Zeitdauer überleben. Hieraus folgt die Produktregel

$$W_{\bar{u}} = W_{\bar{u}1} \cdot W_{\bar{u}2} \cdots W_{\bar{u}n} = \prod_{j=1}^n W_{\bar{u}j} \quad (2)$$

Diese Regel zeigt, warum die Betriebssicherheit mit wachsender Kompliziertheit der Geräte so sehr stark abnimmt. Ein Gerät möge z. B. aus 500 Einzelteilen bestehen. Das entspricht etwa einem handelsüblichen Funksprechgerät. Nimmt man nun einmal an, daß alle Einzelteile des Gerätes eine bestimmte Zeitdauer mit einer Wahrscheinlichkeit von 99 % überleben, so sinkt die Überlebens-Wahrscheinlichkeit des ganzen Gerätes auf den außerordentlich niedrigen Wert von nur 0,66 %, denn es ist  $0,99^{500} = 0,0066$ .

Aus diesem Zahlenbeispiel folgt sehr deutlich, daß man sehr hohe Anforderungen an die Langzeitgüte der Einzelteile stellen muß. Es hat sich gezeigt, daß die Anfangsgüte, die im allgemeinen in der Wareneingangskontrolle des Geräteherstellers geprüft wird, keinen ausreichenden Aufschluß über die Langzeitgüte gibt. Aus diesem Grund werden seit langer Zeit Alterungsversuche durchgeführt, die über die Brauchbarkeit — insbesondere von bisher nicht verwendeten Teilen — Aufschluß geben sollen. Hierbei versucht man, die Zeit durch erhöhte Beanspruchungen zusammenzuraffen. Die Beanspruchungen bei solchen beschleunigten Alterungsversuchen und damit die Ergebnisse weichen allerdings oft erheblich von denen in der Praxis ab. Heute wird deshalb der Langzeitgüte von Einzelteilen und



besonders ihrer Prüfung unter normalen Betriebsbedingungen erhöhte Beachtung geschenkt.

### Vorausberechnung

Wenn man die Ausfallrate aller Einzelteile eines Gerätes kennt, so kann man die Ausfallrate und damit die mittlere Funktionsdauer des Gerätes  $m_{\text{ger}}$  vorausberechnen. In Tafel 1 ist eine solche Vorausberechnung für ein deut-

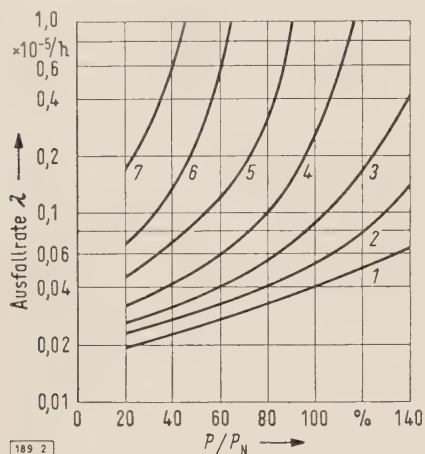


Bild 2. Abhängigkeit der Ausfallrate bei Schichtwiderständen vom Verhältnis der Belastung  $P$  zur Nennleistung  $P_N$  bei verschiedenen Umgebungstemperaturen [3].

Kurve	1	2	3	4	5	6	7
Umgebungstemperatur °C	0	20	40	60	80	100	120

ches kommerzielles Funksprechgerät durchgeführt. Es muß jedoch zuvor erwähnt werden, daß zuverlässige Angaben über die Ausfallraten deutscher Einzelteile bisher nicht erhältlich sind. Die Rechnung ist deshalb nur als Schema zu betrachten.

In der ersten Doppelspalte der Tafel 1 sind die im Gerät verwendeten Einzelteile nach Art und Anzahl aufgeführt. Hierbei sind nur solche Teile gezählt worden, bei deren Ausfall ein einwandfreies Arbeiten des Gerätes nicht mehr gewährleistet ist. Die zweite Spalte enthält die für die angegebenen Einzelteilarten gültige Ausfallrate. In der dritten Spalte ist der Ausfallbeitrag angegeben, der sich aus Ausfallrate mal Anzahl der Teile errechnet. Die Summe der Ausfallbeiträge ergibt die Ausfallrate des Gerätes  $\lambda_{\text{ger}}$  deren Reziprokwert die mittlere Funktionsdauer  $m_{\text{ger}}$  ist. Sie ergibt sich im betrachteten Fall zu 457 h.

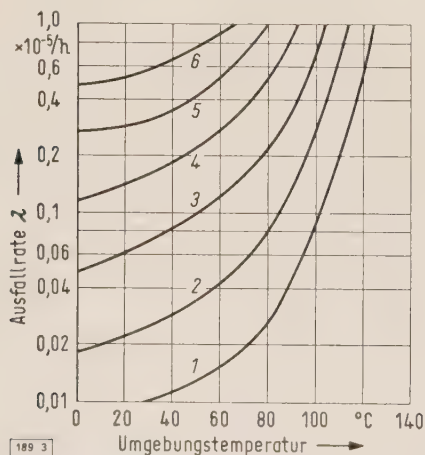


Bild 3. Abhängigkeit der Ausfallrate von keramischen Kondensatoren von der Umgebungstemperatur bei verschiedenem Verhältnis der Betriebsspannung  $U$  zur Nennspannung  $U_N$  [3].

Kurve	1	2	3	4	5	6
$U/U_N$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2

Die in Tafel 1 angegebenen  $\lambda$ -Werte stammen aus amerikanischer Quelle [2]. Sie wurden an einem Flugfunk-Bordgerät ermittelt, nachdem größere Anstrengungen gemacht worden waren, die Zuverlässigkeit dieses Gerätes zu erhöhen. Einige Jahre vorher waren noch erheblich schlechtere Werte für das gleiche Gerät genannt worden. Wenn man diese in Tafel 1 einsetzen würde, so ergäbe sich eine mittlere Funktionsdauer von 140 h.

### Umgebungseinflüsse

Es ist einleuchtend, daß die Ausfallraten von Einzelteilen und damit auch von Geräten von der Belastung, der Umgebungstemperatur, der Feuchtigkeit, von Erschütterungen und anderen Umgebungseinflüssen abhängen. In welchem hohen Maße dies der Fall ist, mögen Bild 2 und 3 zeigen, in denen zwei Beispiele solcher Abhängigkeiten dargestellt sind. Will man betriebssichere Geräte bauen, so muß man alle möglichen Einflüsse berücksichtigen. Allein durch die Verminderung der Belastungen kann man sehr viel erreichen. Gelingt es z. B., die Temperatur im Innern eines Gerätes durch bessere Kühlung von 80 °C auf 40 °C her-

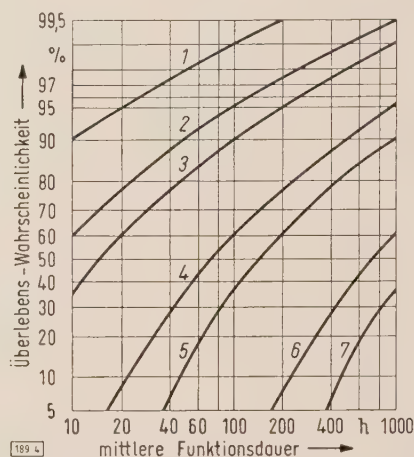


Bild 4. Abhängigkeit der Überlebens-Wahrscheinlichkeit von der mittleren Funktionsdauer bei verschieden langer Einsatzdauer.

Kurve	1	2	3	4	5	6	7
Einsatzdauer h	1	5	10	50	100	500	1000

unterzusetzen, so verringern sich die Ausfallraten der Einzelteile im Durchschnitt auf etwa ein Drittel. Die mittlere Funktionsdauer wird dreimal so groß.

### Mittlere Funktionsdauer und Ausfälle im Betrieb

Die mittlere Funktionsdauer eines Gerätes ist ein Wert, welcher der Messung zugänglich ist und sich als Maßgröße für die Betriebssicherheit eignet. Wie aus Gl. (1) hervorgeht, ist sie die Zeitdauer, nach der die Überlebens-Wahrscheinlichkeit auf  $e^{-1} = 36,8\%$  gesunken ist.

Elektronische Geräte sind im allgemeinen eine bestimmte Zeit, z. B. jeweils 8 h, im Einsatz und sollen diese Zeit möglichst ohne Ausfall überstehen. Viel mehr als die mittlere Funktionsdauer interessiert den Benutzer deshalb die Wahrscheinlichkeit, mit der dies zu erwarten ist. Mit Hilfe von Gl. (1) läßt sie sich leicht berechnen. Trotzdem ist die Gleichung in Bild 4 graphisch dargestellt, weil man dadurch leicht eine schnelle Übersicht gewinnt.

Die in Tafel 1 durchgeführte Rechnung hat eine mittlere Funktionsdauer von rd. 450 h ergeben. Weiterhin war erwähnt, daß sich mit den Werten von Einzelteilen älterer Bauart nur 140 h ergeben hätten. Man sieht hieraus, daß die Ausfallrate der Einzelteile im Durchschnitt auf etwa  $\frac{1}{3}$  verringert werden konnte. Alle Einzelteile entsprechen — da es sich um ein Wehrmachtsgerät handelt — selbstverständlich den MIL-Spezifikationen<sup>1)</sup>. Das deutsche Gerät, auf das

<sup>1)</sup> Military (MIL) Specifications sind Vorschriften für Geräte und Ausrüstungsgegenstände der US-Wehrmacht.



diese Zahlen schematisch angewendet wurden, ist mit DIN-mäßigen Einzelteilen der Güteklasse 1 gebaut. Seine mittlere Funktionsdauer wurde bisher nicht gemessen. Es ist jedoch bekannt, daß man bei einer zehnstündigen Einsatzdauer mit 3 bis 4 % Ausfällen rechnen muß.

Aus Bild 4 kann man nun entnehmen, daß bei einer zehnstündigen Einsatzdauer 4 % Ausfälle einer mittleren Funktionsdauer von etwa 240 h, 3 % Ausfälle einer solchen von etwa 330 h entsprechen. Weiterhin kann man entnehmen, daß bei  $m = 100$  h und zehnstündiger Einsatzdauer mit 10 % Ausfällen und bei  $m = 1000$  h immer noch mit 1 % Ausfällen gerechnet werden muß. Eine höhere Betriebssicherheit setzt nun natürlich den Preis eines Gerätes ebenso herauf wie das Erhöhen anderer technischer Kenngrößen. Eine mittlere Funktionsdauer von 250 bis 300 h ist deshalb für ein kommerzielles Funksprechgerät ein recht annehmbarer Kompromiß.

Aus den obengenannten Zahlen folgt weiterhin, daß die deutschen DIN-mäßigen Einzelteile der Güteklasse 1 in ihrer Ausfallrate nicht schlechter sind als amerikanische Teile, die den MIL-Spezifikationen entsprechen. Diese Folgerung ist jedoch nur bedingt richtig. Man darf nämlich nicht vergessen, daß die Anforderungen an ein kommerzielles Funksprechgerät in bezug auf Umgebungseinflüsse nennenswert geringer sind als die Anforderungen, die an ein Wehrmachtsgesetz gestellt werden. Würde man das kommerzielle Gerät diesen höheren Umgebungsansprüchen aussetzen, so würden zweifellos häufigere Ausfälle zu erwarten sein. Teile, die den MIL-Spezifikationen entsprechen, sind bei kommerzieller Beanspruchung nicht besser als DIN-

Einzelteile der Güteklasse 1, sie halten jedoch höheren Umgebungsbeanspruchungen besser stand. Für Geräte mit normalen Beanspruchungen bringt es deshalb im allgemeinen keinen Vorteil, wenn man Einzelteile verwendet, die über die DIN-Forderungen hinausgehen.

### Zusammenfassung

Bei elektronischen Geräten ist die Ausfallrate im allgemeinen konstant. Als Maßstab für die Betriebssicherheit eines Gerätes eignet sich die mittlere Funktionsdauer. Das ist die Zeit zwischen zwei Ausfällen im statistischen Mittel. Sie läßt sich vorausberechnen, wenn man die Ausfallraten der Einzelteile kennt. Aus der mittleren Funktionsdauer kann man die Wahrscheinlichkeit errechnen, mit der ein Gerät während einer vorgegebenen Einsatzdauer einwandfrei arbeitet. Die Ausfallraten der Einzelteile hängen sehr stark von den Umgebungseinflüssen ab. Schon vom ersten Entwurf an kann und muß man deshalb Rücksicht auf möglichst hohe Betriebssicherheit nehmen, indem man die Anforderungen an die Einzelteile möglichst gering hält.

### Schrifttum

- [1] Noble, H. V., u. Larson, R. D.: USAF investigates basic microelectronics. Aviation Week Bd. 71 (1959) S. 77–81.
- [2] Ryerson, C. M.: Application to other designs and RCA long range program and objectives. Proceedings of the Conference on "The Reliability of Military Electronic Equipment", August 1955, S. 91–109.
- [3] Van der Hamm, R. L.: Case history in reliability. Collins Signal, Frühjahr 1959, S. 3–16.
- [4] Henney, K.: Reliability factors for ground electronic equipment. McGraw Hill, New York 1956.
- [5] General Report Nr. 2: Electronic reliability in military applications. Aeronautical Radio Inc., Publication Nr. 102 vom 1. Juli 1957.

## Energieerzeugung und Energieübertragung in Finnland

Von Georg Boll, Heidelberg\*)

DK 621.31(471.1)

Unter den Ländern am Rande Europas, die im vergangenen Krieg schwer gelitten haben und sich trotz ihrer exponierten Lage mit großer Tatkraft an den Wiederaufbau machten, ist in bezug auf hochspannungstechnische Aufgaben und Konstruktionen Finnland von besonderem Interesse. Über die Entwicklung der Erzeugung und Übertragung der elektrischen Energie in diesem Lande soll kurz berichtet werden.

### Kraftwerksleistung und Energieerzeugung

Finnland hat bei Ende des zweiten Weltkrieges etwa 17 % der Leistung der damals ausgebauten Kraftwerke durch Abgabe an die Sowjetunion verloren, und zwar größtenteils Werke, die in der Südhälfte, also im dichter besiedelten und industrialisierten Teil des Landes lagen. Es bedurfte nicht geringer Anstrengungen, zur Deckung dieses Verlustes und des steigenden Strombedarfes neue Kraftquellen zu erschließen. Ähnlich wie in Schweden, sind die Wasserkraftvorkommen im Süden des Landes zuerst ausgebaut worden, so daß man für den weiteren Ausbau mehr und mehr nach Norden greifen mußte. Dadurch entstanden Übertragungsaufgaben von ähnlichem Ausmaß wie in Schweden. Ebenso wie dort, hat man sich auch in Finnland aus übertragungstechnischen und wirtschaftlichen Überlegungen entschlossen, mit einer Spannung von 400 kV zu arbeiten. Über die grundsätzlichen Fragen der finnischen Stromerzeugung ist in einer deutschen Zeitschrift schon früher berichtet worden [1]. Aus dieser Veröffentlichung und ergänzend dazu sei folgendes kurz zusammengefaßt.

Die Stromerzeugung und damit auch der Verbrauch ist, wie Tafel 1 zeigt, in 14 Jahren auf nahezu das 3-fache gestiegen, die Zuwachsrate des Verbrauchs liegt zur Zeit bei 10 % jährlich. Die Erzeugung elektrischer Energie von etwa 2000 kWh je Einwohner liegt höher als in den meisten Ländern Mitteleuropas. Die Stromerzeugung Finnlands beruht zu etwa 85 % auf Wasserkraft (Tafel 1).

Im ganzen kann in Finnland eine elektrische Energieerzeugung von schätzungsweise 18 Mrd. kWh aus Wasser-

kraft ausgebaut werden, wovon jetzt etwa 45 % ausgenutzt sind. Es handelt sich dabei ausschließlich um Niederdruck-Kraftwerke mit Gefällen unter 30 m, da das Land ziemlich flach ist und die Hügel nur selten eine Höhe von 200 m über NN erreichen oder übersteigen. Soweit Seen mit den Flüssen in Verbindung stehen, und das ist vorwiegend im Süden des Landes der Fall, gleichen sie die jahreszeitlichen Schwankungen der Wasserführung aus, können aber die von Jahr zu Jahr wechselnde Höhe der Niederschläge nicht überbrücken. Die Flüsse in Nordfinnland weisen bei weitem nicht so große Seebecken auf wie die Flüsse im Süden. Gerade bei den gegenwärtigen Bauvorhaben muß darum

Tafel 1. Kraftwerksleistung und elektrische Energieerzeugung in Finnland.

Jahr	Leistung		elektrische Energieerzeugung		
	in Wasser- kraftwerken MW	in Dampf- kraftwerken MW	aus Wasser- kraft Mrd. kWh	aus Dampf- kraft Mrd. kWh	insgesamt Mrd. kWh
1944	415	400	2,5	0,5	3,0
1954	980	—	4,9	0,9	5,8
1958	1330	870	6,5	1,4	7,9

mit außerordentlichen Unterschieden in der Wasserführung gerechnet werden. Am Unterlauf des Kemi-Flusses beträgt z. B. die Wasserführung 4000 m<sup>3</sup>/s bei Hochwasser, 90 m<sup>3</sup>/s bei Niederwasser und 500 m<sup>3</sup>/s bei Mittelwasser.

Die in den letzten Jahren in Ausbau genommenen Flußsysteme Oulu und Kemi liegen 500 bzw. 800 km nördlich von Helsinki; beide Flüsse münden in den nördlichen Teil des

\*) Dr.-Ing. G. Boll ist Leiter der technischen Abteilung der Deutschen Verbundgesellschaft e. V., Heidelberg.



Bottischen Meerbusens (Bild 1). Die Kraftwerke am Oulu (7 Stufen) haben eine Ausbauleistung von rd. 400 MW und eine Energieerzeugung von rd. 2 Mrd. kWh; sie kamen 1957 in Betrieb. Die Kraftwerke am Kemi unterhalb des Kemi-Sees, die sich zur Zeit in Bau befinden, sind für eine Ausbauleistung von rd. 700 MW und eine Energieerzeugung von rd. 4 Mrd. kWh vorgesehen. Für die Nebenflüsse des Kemi liegen weitere große Ausbaupläne vor, die über 20 Kraftwerkstufen umfassen; durch diese sollen teilweise künstliche Seen gebildet werden. Dabei wird die Energieerzeugung des Kemi-Systems auf rd. 5,2 Mrd. kWh, die Leistung auf rd. 900 MW ansteigen. Es ist kaum anzunehmen, daß sich in dem Ödland nördlich des Polarkreises, in dem diese Kraftquellen liegen, größere Verbraucher ansiedeln werden. Die erzeugte Leistung muß daher zum größten Teil nach der Südhälfte des Landes geführt werden.

### Übertragungsaufgaben

Die ersten Übertragungsleitungen für 110 kV in Finnland hat man errichtet [2], um die Leistung des Wasserkraftwerkes Imatra nach Helsinki und Turku, den beiden



Bild 1. Finnisches Höchstspannungsnetz nach dem Stande von 1959.

größten Städten des Landes, zu übertragen. 1932 betrug die gesamte Länge der Hochspannungsleitungen 765 km. Davon waren 565 km für eine Spannung von 110 kV gebaut, der Rest für 35 kV. Bis 1945 sind außer kleineren Ergänzungen keine Leitungsbauten dazugekommen. Dann wurden zur Übertragung der Energie von den Kraftwerken am Oulu-Fluß nacheinander 2 Leitungen für 220 kV errichtet, die von dort bis nach Hikiä in Südfinnland führen; die Übertragungsleistung beträgt etwa 400 MW. Die für etwa 700 MW, später

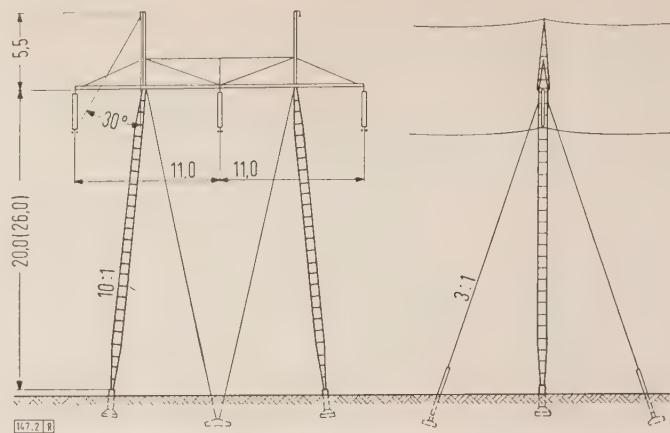


Bild 2. Maßskizze eines abgespannten Tragmastes (in Portalausführung) der 400-kV-Leitung Petäjäskoski—Alajärvi.

für 900 MW ausgelegten Kraftwerke am Fluß Kemi erfordern eine höhere Übertragungsleistung und demgemäß die Einführung der Spannung 400 kV. Die 380 km lange Strecke von Petäjäskoski nach Alajärvi in Mittelfinnland wurde 1956 fertiggestellt, der weitere 300 km lange Abschnitt nach Südfinnland ist in Bau. Diese Leitung für 400 kV kann zusammen mit den beiden bestehenden Leitungen für 220 kV etwa 900 MW aus der Gegend des Polarkreises nach Südfinnland übertragen. Für später ist eine weitere Ergänzungsleitung vorgesehen [2].

### Leitungsbau

Das Gelände in Finnland ist, wie bereits erwähnt, verhältnismäßig flach, große Gebiete sind mit Wald bedeckt, andere mit Sümpfen und Seen. Trotz dieses großen Waldreichtums ist man bemüht, beim Leitungsbau die Wälder zu schonen, da sie einen wesentlichen Teil des nationalen Reichtums ausmachen, und da etwa 80 % der Leitungstrassen durch Wälder führen. Obgleich der Winter sehr hart sein kann, sind Eis- und Windlasten mäßig. Die Leitungsbauvorschriften wurden in neuerer Zeit diesen Ver-

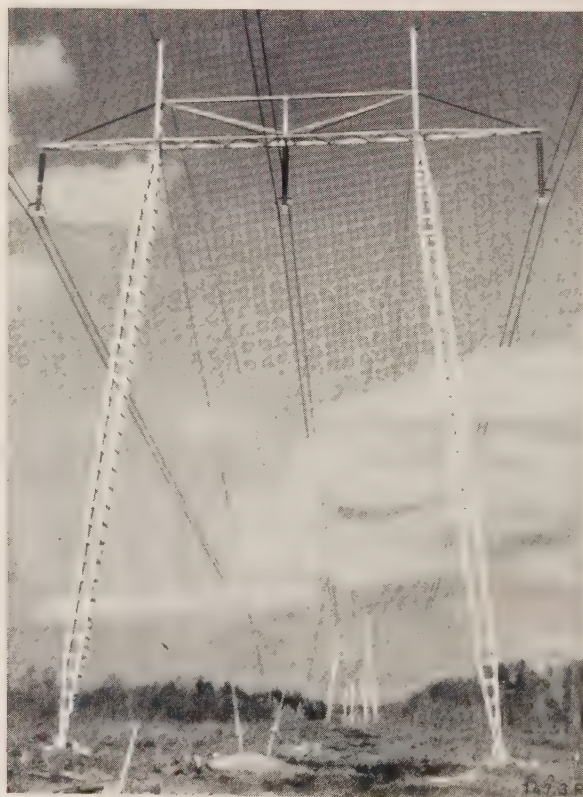


Bild 3. Abgespannter Tragmast in Portalausführung der 400-kV-Leitung Petäjäskoski—Alajärvi.



Tafel 2. Belastungsannahmen.

tiefste Temperatur	− 40 °C	
höchste Temperatur	+ 50 °C für die Leiter	
	+ 40 °C für andere Bauteile	
Eislast	2,5 kp/m für eine Leitung mit hoher Sicherheit, dabei wird die Temperatur der Bauteile mit 0 °C und die Windlast mit Null eingesetzt	
Windlast	100 kp/m² auf Maste	dabei wird die Temperatur der Bauteile mit − 20 °C und die Eislast mit Null eingesetzt
	25 kp/m² auf Leiter	
Seilbruch	im angrenzenden Spannungsfeld entsteht ein Seilzug von 40 % (bei Bündelleitern von 20 %) desjenigen Seilzuges, den eine Eislast von 2,5 kp/m auf ein ungebrochenes Seil ausüben würde; dabei wird die Temperatur der Bauteile mit 0 °C und die Eis- und Windlast mit Null eingesetzt.	

hältnissen angepaßt [2]. Für die Berechnung der Leitungen werden die folgenden drei Belastungsfälle unterschieden: ständige Last (Eigengewicht und Seilzug), Zusatzlast (Wind- oder Eislast), Ausnahmelast, die vom Bruch eines Leiters oder eines Erdseils herrührt. Tafel 2 zeigt die Zahlenwerte für die Belastungsannahmen.

Mastkonstruktionen

Mit Ausnahme der im Jahre 1928 erbauten Leitung Imatra—Hikiä für 110 kV sind alle Leitungen für 110 kV, 220 kV und 400 kV als Einfachleitungen ausgebildet [2]. Durchweg werden abgespannte Portalmaste (Bild 2 und 3), ähnlich wie in Rußland [3] und neuerdings in Schweden [4] verwendet, deren Ständer entweder aus einer Eisenkonstruktion oder aus je einem Holzmast bestehen. Die Holzbauweise wird sowohl bei Leitungen für 110 kV als auch bei solchen für 220 kV angewendet. Die Maste für 400 kV haben eiserne Ständer. Die Verbindungspunkte des Stän-

Tafel 3. Werkstoffaufwand für finnische Höchstspannungsleitungen.

Spannung kV	Leistungsart	Baujahr	Leiterquerschnitt mm²	Seilspannung bei + 15 °C kp/mm²	Erdseile	Werkstoffaufwand für			
						Maste und Anker		Fundamente	
						Stahl t/km	Holz m³/km	Beton m³/km	Stahl t/km
110	Doppelleitung	1928	147 Cu	11,8	—	16,6	—	31,7	1,5
110	Einfachleitung	1930	66 Cu	13,9	—	6,3	—	0,6	0,1¹)
110	Einfachleitung	1951	281 Al/St	5,3	2	4,6	6,8	5,2	1,2
110	Einfachleitung	1958	177 Al/St	5,2	2	1,4	6,8	4,0	0,3
220	Einfachleitung	1949	454 Al/St	5,4	2	12,3	—	16,7	0,6
220	Einfachleitung	1956	593 Al/St	5,5	2	9,4	—	4,7	0,4
220	Einfachleitung	1959	234 Al/St	5,2	2	3,5	7,2	4,5	0,4
400	Einfachleitung	1956	2 x 635 Al/St	5,4	2	14,5	—	8,4	0,7

¹) nur für Sondermaste, Normalmaste wurden ohne Fundamente auf den Felsboden gestellt.

Tafel 4. Werkstoffaufwand bei finnischen Leitungen für 400 kV.

G e g e n s t a n d				Einheit	Leitung¹)	Leitung²)
Maste	Stahl- aufwand	normale Maste		t/km	13,5	10,8
		Anker		t/km	0,5	0,5
		Mehrbedarf für Spezialmaste		t/km	0,6	1,6
		gesamter Bedarf		t/km	14,6	12,9
Grün- dungen und Anker	Beton- aufwand	normale Maste		m³/km	6,0	5,1
		Mehrbedarf für Spezialmaste		m³·km	2,4	4,7
		gesamter Bedarf		m³/km	8,4	9,8
	Aufwand für Stahlbewehrung			t/km	0,7	0,7
Seile	Leiter- seile	Gesamtquerschnitt		mm²	635	625
		Durchmesser		mm	32,85	32,85
		Zugspannung bei + 15° C ohne Zusatzlast	absolut	kp/mm²	5,4	5,4
			bezogen auf Bruchlast	%	19	19
	Erdseil	Stahlquerschnitt		mm²	68	68
		Zugspannung bei + 5° C ohne Zusatzlast	absolut	kp/mm²	14,8	14,8
			bezogen auf Bruchlast	%	11	11
		mittlere Spannweite			m	341
	längste Spannweite			m	410	634
Isola- toren	Zahl der Glieder bei Tragketten			—	20	18
	Länge eines Gliedes			mm	146	146
	Durchmesser eines Gliedes			mm	254	254
	Überschlagspannung der Kette	positive Stoßspannung 1,5 · 40 µs		kV	1620	1450
		Wechselspannung 50 Hz (trocken)		kV	960	870

¹) Leitung Petäjäskoski — Alajärvi

²) Leitung Alajärvi — Hyvinkää

ders mit den Füßen und mit der Traverse sind gelenkig ausgebildet. Der gegenseitige Abstand zwischen den Leitern beträgt 2,9 m bei den neuen Leitungen für 110 kV, 5,9 bis 9,0 m bei den Leitungen für 220 kV und 11,0 m bei den Leitungen für 400 kV. Die Leitungen für 110 kV, 220 kV und 400 kV sind fast durchweg mit 2 Erdseilen ausgerüstet. Eine Ausnahme bilden nur die 1928 und 1930 errichteten Leitungen für 110 kV.

Es ist bemerkenswert, in welchem Maße es in Finnland gelungen ist, für diese Einfachleitungen eine sparsame Bauweise zu finden. Sicherlich darf dabei nicht übersehen werden, welche Erleichterungen die geringe Besiedlung des Landes und das nahezu flache Gelände geboten haben. Aus Tafel 3 sind Einzelheiten hierüber ersichtlich. Der Werkstoffaufwand für die Leitung Petäjäskoski—Alajärvi und die im Bau befind-



liche Leitung Alajärvi—Hyvinkää, beide für die Spannung 400 kV, ist im einzelnen aus Tafel 4 zu entnehmen.

### Stromaustausch mit Schweden

Die Grenze zwischen Finnland und Schweden liegt nahe bei der Mündung des Flusses Kemi in den Bottnischen Meerbusen. Die Entfernung zwischen dem nordwestlichen Ende der finnischen Leitung für 400 kV in Petäjäskoski und dem nördlichen Ende des schwedischen Netzes für 380 kV in Harsprånget beträgt etwa 300 km. Um einen Stromaustausch zu ermöglichen, hat man die beiden Netze über eine Leitung für 220 kV verbunden, die in Schweden an das Netz für 132 kV angeschlossen ist. Bei diesem Parallelbetrieb regelt das größere schwedische Netz die Frequenz, das finnische Netz die Übergabeleistung. Die automatische Regulierung hierfür soll in der Schaltstation Pikkarala untergebracht werden, in der die Leitung für 400 kV mit dem System für 220 kV und den Wasserkraftwerken am Fluß Oulu verbunden ist. Durch die Verbindung zwischen Schweden und Finnland ist ein Parallelbetrieb der skandinavischen Länder einschließlich Dänemark (Seeland) hergestellt worden,

an dem vielleicht auch bald das norwegische Netz teilnehmen wird.

### Zusammenfassung

Nach einem Überblick über die Entwicklung der Leistung aus Wasserkraften sowie der elektrischen Energieerzeugung in Finnland werden die in diesem Lande auftretenden Aufgaben für die Energieübertragung mit Höchstspannungen behandelt. Einzelheiten über die Ausführung der Leitungen, über die Anordnung der Maste, der Seile und der Isolatoren einschließlich des Werkstoffaufwandes bei den finnischen Höchstspannungsleitungen werden angegeben. Die Arbeit schließt mit einem Hinweis auf die durch den Stromaustausch zwischen Finnland und Skandinavien vorliegenden Verhältnisse.

### Schrifttum

- [1] Zimmermann, W.: Erschließung und Nutzung der Wasserkraft in Finnland. Elektr.-Wirtsch. Bd. 55 (1956) S. 733–737.
- [2] Finnish design of transmission lines. Sonderdruck der Imatran Voima Osakeyhtiö, 1959.
- [3] Pfunder, W.: Der Ausbau des 400-kV-Netzes in der Sowjet-Union. Elektr.-Wirtsch. Bd. 57 (1958) S. 401–405.
- [4] Jancke, G.: Planung großer Höchstspannungsnetze. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 321–331.

## Über den Einfluß von Resonanzerscheinungen auf die mechanische Kurzschlußfestigkeit von biegesteifen Stromleitern

DK 538.65 : 621.3.013.7.064.1

Die bekannte Gleichung für die elektromotorische Kraft zwischen zwei parallelen Stromleitern wird erläutert und der zeitliche Verlauf der Kraft in einer Drehstromanlage bei ungünstigem Schalt Augenblick für zwei- und dreipoligen Kurzschluß behandelt<sup>1)</sup>. An Hand von Zugspannungs-Dehnungs-Diagrammen wird die Tragfähigkeitsgrenze der auf Biegung beanspruchten Stromschienen bestimmt. Dabei werden zwei Gebiete unterschieden und getrennt betrachtet. Das elastische Gebiet erstreckt sich von Null bis zur Streckgrenze und der entsprechenden Dehnung. Jenseits dieser Grenze ist der Werkstoff plastisch. Die Verformung nimmt zu, auch wenn die Belastung nicht mehr steigt. Die Normalspannungsverteilung bei Biegung und die Durchbiegung der Leiter in Abhängigkeit von der Belastung sind in Schaubildern aufgetragen. Während die Durchbiegung im elastischen Bereich linear von der Belastung abhängt, nimmt sie im plastischen Bereich mit wachsender Belastung in immer stärkerem Maße zu, weil die sogenannte Federkonstante nun nicht mehr konstant, sondern eine Funktion der Belastung ist.

<sup>1)</sup> Nach Sieber, P.: AEG-Mitt. Bd. 49 (1959) S. 322–328; 16 B., 1 Taf., 12 Qu.

Der Verfasser beschreibt dann den Einfluß der Schwingungsfähigkeit. An einer Ersatzschaltung wird der Einfluß der Leitereigenfrequenz auf die Beanspruchung bei kurzzeitigen Belastungen erläutert; es wird erklärt, daß die Voraussetzung für die Resonanz nur im elastischen Gebiet erfüllt ist. Der begrenzende Einfluß der Dämpfung wird nicht berücksichtigt. Bei Resonanz wächst die Beanspruchung auch bei konstanter äußerer Kraft an, solange die Voraussetzungen dafür erfüllt sind. Bei Dissonanz sind zwei Grenzfälle zu unterscheiden. Wenn die Eigenfrequenz groß ist gegen die Frequenz der erregenden Kraft, so folgt die Beanspruchung der erregenden Kraft. Ist dagegen die Eigenfrequenz klein gegen die Frequenz der erregenden Kraft, so wächst die Beanspruchung nur mit der Eigenfrequenz an. Nach Erreichen des plastischen Bereiches können Resonanzerscheinungen nicht mehr auftreten. Diese Überlegungen werden durch Versuchsergebnisse bestätigt. Die dem Stoßkurzschlußstrom folgende Biegebeanspruchung wird, wenn die Eigenfrequenz gleich der doppelten Stromfrequenz ist, nur unterhalb der Streckgrenze übertroffen. Für die Stützkraft wird der Grenzwert angegeben, der bei Resonanz (im elastischen Gebiet) nicht überschritten werden kann. Hlk

## Frequenzstabilität eines astabilen Multivibrators mit Transistoren

DK 621.373.431.1

Untersucht wird die Abhängigkeit der Frequenz eines astabilen Multivibrators in einer einfachen Transistor-schaltung von den Eigenschaften der verwendeten Transistoren, ferner von der Betriebsspannung, der Umgebungstemperatur und der Konstanz der passiven Bauelemente<sup>1)</sup>. Es wird eine genaue Analyse der zeitbestimmenden Vorgänge durchgeführt, die verhältnismäßig einfache und mit den Messungen gut übereinstimmende Ausdrücke für die Betriebsspannungs- und Temperaturabhängigkeit der Frequenz ergibt. Ferner wird der Frequenzbereich abgegrenzt, innerhalb dessen sie gültig sind, und es werden Regeln für die günstigste Bemessung des astabilen Multivibrators mit Transistoren zusammengestellt.

Es zeigt sich, daß die Frequenzstabilität etwa proportional mit der Betriebsspannung steigt und der Temperatureinfluß um so geringer ist, je kleiner die Kollektor-Rest-

ströme und -Restspannungen der verwendeten Transistoren sind. Die Basiswiderstände  $R$  dürfen bei Germanium-Transistoren nicht größer als etwa 20 k $\Omega$  sein, der Großsignal-Verstärkungsfaktor  $A'$  soll über dem Wert 10 liegen. Die Größe der Kollektorwiderstände  $R_C$  muß zur vollen Durchsteuerung der Transistoren der Bedingung  $R_C \geq R/A'$  genügen und darf andererseits einen Wert von ungefähr  $R/6,7$  nicht überschreiten, damit die Umladung über den Kollektorwiderstand am Ende der Halbperiode weitgehend beendet ist. Bei höheren Temperaturen ist zu beachten, daß der Kollektor-Reststrom von Silizium-Transistoren wesentlich unter dem der Germanium-Transistoren liegt. Bei niedrigen Temperaturen (bis etwa 30 oder 35 °C) sind jedoch auch in einer günstig bemessenen Schaltung mit Germanium-Transistoren die Temperatureinflüsse verhältnismäßig gering, so daß sich die Verwendung der teureren Silizium-Transistoren mit ihren kleinen  $A'$ -Werten meistens nicht lohnt. Hlk

<sup>1)</sup> Nach Brückner, E.: Nachrichtentechn. Z. Bd. 12 (1959) S. 509–513; 7 B.



## RUNDSCHAU

DK 621.315.1.064.1

**Der gestreckte Leiter im Potentialfeld.** Nach *Sailer, K.*: Österr. Z. Elektr.-Wirtsch. Bd. 12 (1959) S. 385–389; 7 B.

Fließen bei starrer Sternpunktterdung eines Hochspannungsnetzes Fehlerströme über einen Mast nach Erde, so entsteht in der Umgebung dieses Mastes ein Potentialfeld. Ein Leiter in diesem Potentialfeld nimmt ebenfalls ein Potential an, dessen genaue Berechnung infolge der unterschiedlichen Bodenverhältnisse und Erdungsanlagen kaum möglich ist.

Der Verfasser greift daher einzelne Fragen heraus, deren mathematische Behandlung er soweit vereinfacht, daß sie mit elementarer Mathematik zu lösen sind. Zur Beschreibung des Spannungsverlaufes im Potentialtrichter gibt es vereinfachte Beziehungen, deren Gültigkeit durch Meßergebnisse an 24 Masten bestätigt wird. Das eigentliche Problem wird schrittweise behandelt. Zunächst werden Strom- und Spannungsverhältnisse eines langen Leiters im neutralen Erdreich untersucht, der zur Vereinfachung auf einen Kettenleiter zurückgeführt worden ist, auf den dann die Gleichungen der Vierpoltheorie angewendet werden können. Anschließend wird der kurze Leiter im Potentialfeld untersucht. Sein Längswiderstand wird vernachlässigt, so daß ein Knotenpunkt für sämtliche zu- und abfließenden Ströme entsteht, für den das 1. Kirchhoffsche Gesetz gilt.

Alle diese Überlegungen bilden die Grundlage zur Bestimmung des Strom- und Spannungsverlaufes eines langgestreckten Leiters im Potentialfeld. Die strenge Lösung führt zu einer nicht homogenen linearen Differentialgleichung zweiter Ordnung, deren Lösung Schwierigkeiten bereitet, da im allgemeinen der örtliche Verlauf der Spannung im Potentialtrichter analytisch nicht darstellbar ist. Für den Fall aber, daß der Höchstwert des Leiterpotentials nur angenähert bestimmt werden soll, leitet der Verfasser einfache Formeln zur Berechnung ab, mit deren Hilfe man zu einer befriedigenden Lösung gelangt.

An einem Beispiel (Ortskabel in 30 m Abstand vom Mast) wird die praktische Anwendung der Formeln gezeigt. Ergibt sich aus dieser Rechnung ein zu hohes Leiterpotential, so kann man durch Isolation des Leiters in der Nähe des Mastes eine Herabsetzung des Potentials erreichen. Dabei ist weniger die Güte der Isolation als vielmehr die Länge des isolierten Teilstückes maßgebend. Schon durch einen isolierenden Anstrich oder durch Umhüllung mit Isolierfolie werden befriedigende Ergebnisse erzielt.

Sfr

DK 621.314.225.062

**Die Schaltung von Teilkaskaden und Schwenktransformatoren.** Nach *Andé, F.*: Österr. Z. Elektr.-Wirtsch. Bd. 12 (1959) S. 360–365; 10 B.

Bei Drehstromtransformatoren werden die drei Wicklungen der Ober- und Unterspannungsseite in Stern-, Dreieck- oder Zickzackschaltung miteinander verbunden. Je nach Kombination der gewählten Schaltungen und Lage der Anschlüsse entsteht zwischen den Spannungszeigern der Primär- und Sekundärseite eine Phasenverschiebung, deren Größe ein ganzzahliges Vielfaches von  $30^\circ$  beträgt.

Der Verfasser gibt eine Übersicht darüber, wie man — im Gegensatz zu den erwähnten Schaltungen — beliebige Phasenverschiebungen erzielen kann. Er unterscheidet Schaltungen, bei welchen das Spannungssystem lediglich gedreht wird und dabei seine Größe beibehält (Primärspannung = Sekundärspannung), und solche, bei welchen außer der Drehung auch eine Übersetzung vorliegt, so daß die Beträge von Primär- und Sekundärspannung verschieden sind. Die erste Gruppe ist unter dem Namen „Schwenktransformatoren“ bekannt, während für die zuletzt genannte die weniger bekannte Bezeichnung „Teilkaskade“ gewählt wurde.

Bei einer Teilkaskade besteht eine Spannungsseite üblicherweise aus einer Stern- oder Dreieckschaltung, während die andere zwei oder auch drei Wicklungsabteilungen hat; eine davon ist in Dreieck oder Stern geschaltet, die anderen werden als „offene Wicklungen“ in verschiedenster Weise zyklisch an die erste oder an die zweite Abteilung angefügt. Je nach Art der Zusammenschaltung und des Größenverhältnisses der Spannungen der Wicklungs-

abteilungen werden, wie die aufgeführten Beispiele zeigen, beliebige Phasenverdrehungen zwischen  $0$  bis  $30^\circ$  oder  $0$  bis  $90^\circ$  erzielt. Die Null-Lage fällt gegebenenfalls bereits mit einer Verdrehung um ein Vielfaches von  $30^\circ$  zusammen, die sich aus dem Grenzfall ergibt, wenn die gewünschte Spannung von der ersten Abteilung allein aufgebracht wird und die Spannungen der anderen Abteilungen Null werden, wenn diese Wicklungen also überhaupt nicht vorhanden sind. Es liegt dann ein einfacher Zweiwicklungstransformator vor, dessen Schaltgruppe die Ausgangslage ergibt.

Schwenktransformatoren sollen, wie schon erwähnt, nur die Phasenlage eines Spannungssystems verändern. Aus wirtschaftlichen Gründen bedient man sich hier des Spartransformators, dessen zwei Wicklungsabteilungen auch noch mit einer dritten auf verschiedene Weise in Stern- oder Dreieckschaltung miteinander verbunden sein können.

Die in der Arbeit dargebotene Übersicht über diese Sonderschaltungen ist zu begrüßen, man vermißt aber — abgesehen von einer einzigen Ausnahme — Hinweise auf die praktische Anwendung. Hinzugefügt sei ferner, daß man z. B. in Gleichrichteranlagen auch Schwenktransformatoren verwendet, bei denen eine der Wicklungsabteilungen aus einer Stufenwicklung besteht, so daß die ursprüngliche Definition für den Schwenktransformator nicht mehr zutreffend ist. Das Kennzeichen des Schwenktransformators liegt eigentlich mehr in der Verwendung des Spartransformators.

Schlr

DK 621.316.933.6 : 621.317.326

**Probleme bei der Messung der Frontansprechung von Überspannungsableitern.** Nach *Galli, R.*: Bull. Oerlikon 1959, H. 332, S. 2–7; 11 B., 11 Qu.

Die Messung der Ansprechstoßspannung von Ableitern stellt besonders bei kurzen Ansprechzeiten hohe Anforderungen an Meßkreis und Meßanordnung. Die möglichen Fehlerquellen bei der Messung mit Spannungsteiler und Oszillograph werden in dieser Arbeit untersucht.

Für den Sonderfall des richtig gesteuerten ohmschen Teilers wird der Spannungsverlauf an dessen Hochspannungsklemmen  $[u_T = f(t)]$  bestimmt, wobei angenommen wird, daß die Ausgangsspannung des Stoßgenerators von Null aus bis zum Ansprechen des Ableiters linear ansteigt. Daraus wird die Spannung am Prüfling ( $u_p$ ) berechnet. Der zeitliche Verlauf des Fehlers  $F = (u_p - u_T)/u_p$  ist für verschiedene Werte von Zuleitungsinduktivität, Teilerkapazität und -Widerstand in Diagrammen angegeben. Hieraus wird entnommen, daß für einen Fehler von  $\pm 3\%$  bei einer Ansprechzeit von  $0,3 \mu s$  die Kapazität des Teilers  $100 \text{ pF}$  nicht überschreiten darf.

Die Güte der Wiedergabe des Eingangssignals durch den Teiler wird durch Abschneiden der Spannungswelle im Scheitel mit einer Kugelfunkenstrecke überwacht (nach *R. F. Goossens* und *P. G. Provoost*). Aus dem Amplitudenverhältnis der sich einstellenden gedämpften Schwingung wird auf die Güte des Teilers geschlossen.

Die Dämpfung des verwendeten Meß- oder Verzögerungskabels kann durch gleichzeitiges Oszillographieren des Vorganges am Anfang und Ende des Kabels festgestellt werden. Auf den möglichst beiderseitigen Abschluß des Kabels mit seinem Wellenwiderstand wird hingewiesen.

Nach dem Ansprechen des Ableiters entläßt sich die Belastungskapazität über die Ableiterwiderstände. Die Restspannung am Ableiter kann wegen des hohen Stromstoßes kurzzeitig seine Ansprechspannung überschreiten. Die gemessene Ansprechspannung wird hiervon jedoch nicht beeinflusst.

Bemerkung: Bei der Berechnung des Meßfehlers wurde im Gegensatz zur üblichen Fehlerberechnung die Spannung am Ausgang des Stoßgenerators als linear ansteigend angenommen und nicht die Spannung ( $u_p$ ) an den Klemmen des Prüflings. Die für  $u_p(t)$  angegebene Beziehung ist nicht in Ordnung; wie sich dies auf den berechneten Meßfehler auswirkt, ist nicht zu übersehen. Die Fehlergrenze dürfte bei den genannten Bedingungen in Wirklichkeit doch etwas höher liegen.

Fcr



## VERBANDSNACHRICHTEN

### VDE

#### Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6

Fernruf: 4 31 57; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

#### Inkraftsetzung von VDE 0560 Teil 6/5.60 "Vorschriften für Kondensatoren für Entladungslampen-, insbesondere Leuchtstofflampen-Anlagen, mit Kondensator-Nennleistungen bis 1,5 kVA"

Gegen den in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 437 angekündigten Entwurf des Teiles 6 von VDE 0560 "Regeln für Kondensatoren" sind einige Einsprüche eingegangen. Diese wurden inzwischen von dem VDE-FNE-Gemeinschaftsausschuß "Kondensatoren" unter Vorsitz von Dipl.-Ing. L. Linder ordnungsgemäß behandelt. Der Entwurf wurde entsprechend geändert. Diese Fassung hat der Vorstand des VDE im März 1960 genehmigt und zum 1. Mai 1960 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke von VDE 0560 Teil 6/5.60 können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,— DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker  
Der Generalsekretär  
*Lauster*

#### Inkraftsetzung von VDE 0560 Teil 10/5.60 "Regeln für Kondensatoren für Frequenzen über 10 kHz mit Blindleistungen über 0,2 kVA oder mit Nennspannungen über 1 kV, insbesondere für Sendeanlagen und Hochfrequenzgeneratoren"

Gegen den in ETZ-A Bd. 78 (1957) S. 558 angekündigten Entwurf des Teiles 10 von VDE 0560 "Regeln für Kondensatoren" sind einige Einsprüche eingegangen. Sie wurden inzwischen von dem VDE-FNE-Gemeinschaftsausschuß "Kondensatoren" unter Vorsitz von Dipl.-Ing. L. Linder ordnungsgemäß behandelt. Der Entwurf wurde dementsprechend geändert. Diese Fassung hat der Vorstand des VDE im März 1960 genehmigt und zum 1. Mai 1960 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke von VDE 0560 Teil 10/5.60 können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,20 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker  
Der Generalsekretär  
*Lauster*

#### Entwurf für die Neufassung von VDE 0284 "Vorschriften für mineralisierte Starkstromleitungen mit Kupfermantel"

Der Arbeitsausschuß "Isolierte Starkstromleitungen" der VDE-Kommission "Kabel und Leitungen" hat unter Vorsitz von Dipl.-Ing. Th. Wasserburger die Vorschrift VDE 0284 dem Stand der Technik angepaßt. Es ist beabsichtigt, diese Neufassung am 1. Oktober 1960 in Kraft zu setzen. Die bisherige Fassung VDE 0284/6.57 "Vorschriften für hitzebeständige isolierte Starkstromleitungen mit Metallmantel" soll für die Herstellung daneben noch bis zum 30. September 1961 gelten.

Der Entwurf der Neufassung kann unter der Bezeichnung VDE 0284/...60 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,90 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen die geplanten Termine für das In- und Außerkraftsetzen können bis zum 15. Juni 1960 der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende  
v. Wiarda

VDE-Vorschriftenstelle  
Weise

#### Entwurf VDE 0560 Teil 8/...60 "Regeln für Motorkondensatoren"

Der Arbeitskreis "Motorkondensatoren" des VDE-FNE-Gemeinschaftsausschusses "Kondensatoren" hat unter Vorsitz von Dr.-Ing. J. Trümper den Teil 8 von VDE 0560 "Regeln für Kondensatoren"

ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, diesen Entwurf zum 1. November 1960 in Kraft zu setzen.

Der Entwurf kann unter der Bezeichnung VDE 0560 Teil 8/...60 vom VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preis von 1,50 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den geplanten Termin für die Inkraftsetzung können bis zum 1. Juli 1960 der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Vorsitzende des VDE-FNE-  
Gemeinschaftsausschusses  
„Kondensatoren“

VDE-Vorschriftenstelle  
Weise

*Sträß*

#### Entwurf der Änderung VDE 0560 Teil 11a/...60 "Regeln für Kondensatoren ab 600 V zum Glätten pulsierender Gleichspannungen"

Der VDE-FNE-Gemeinschaftsausschuß "Kondensatoren" hat eine Änderung a zu VDE 0560 Teil 11 ausgearbeitet, die zusätzliche Bestimmungen für die Prüfung von Kondensatoren für Betrieb ohne Überspannung und für Betrieb unter Öl enthält. Es ist beabsichtigt, diese Änderung zum 1. September 1960 in Kraft zu setzen.

Der Entwurf der Änderung kann unter der Bezeichnung VDE 0560 Teil 11 a/...60 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,30 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen diesen Entwurf sowie gegen den geplanten Termin für seine Inkraftsetzung können bis zum 1. Juni 1960 der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Vorsitzende des VDE-FNE-  
Gemeinschaftsausschusses  
„Kondensatoren“

VDE-Vorschriftenstelle  
Weise

*Sträß*

## VERANSTALTUNGSKALENDER

**Amberg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Amberg, Destouchestr. 13.

27. 4. 1960, SSW-Gerätewerk, Vortragssaal, Amberg, Haselmühlstr. 50: „Forschungsergebnisse der Erdsatelliten“, Dr. H. K. Paetzold, Weißenau.  
11. 5. 1960, 20.00, SSW-Gerätewerk, Amberg, Haselmühlstr. 50: „Die Automatisierung von Umspannstationen“, Dipl.-Ing. G. Schmitz.

**Bamberg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Nürnberg, Harmoniestr. 27.

26. 4. 1960, 20.15, Oberrealschule, Physiksaal, Bamberg, Kapuzinerstr. 19: „Forschungsergebnisse der Erdsatelliten“, Dr. H. K. Paetzold, Weißenau.

**Berlin:** EV Berlin, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstr. 33.

5. 5. 1960, 18.15, Technische Universität, Hörsaal EB 301: „Kurzschlußwirkungen in Hochspannungsnetzen“, Dipl.-Ing. G. Funk, Berlin.

**Erlangen:** VDE-Bezirk Nordbayern, Stützpunkt Erlangen, Werner-von-Siemens-Str. 50.

28. 4. 1960, 19.30, Physikalisches Institut der Universität, großer Hörsaal, Erlangen, Glückstr. 6: „Forschungsergebnisse der Erdsatelliten“, Dr. K. H. Paetzold, Weißenau.

**Frankfurt:** VDE-Bezirksverein Frankfurt, Gräfr. 91.

3. 5. 1960, 17.30, Studentenhaus, Vortragssaal, Jügelstr. 1: „Mitgliederversammlung“; anschließend Film „Impuls unserer Zeit“.

**Hamburg:** VDE-Bezirk Hamburg, Gerhart-Hauptmann-Platz 48.

5. 5. 1960, 17.30, Museum f. Völkerkunde, gr. Vortragssaal, Rothenbaumchaussee 64: „Drahtlose Nachrichtenübertragung über große Entfernungen“, Dr. Ruhrmann, Berlin.

**Karlsruhe:** ETV Mittelbaden, Karlsruhe, Kaiserallee 11.

26. 4. 1960, 19.15, Technische Hochschule, Engelbert-Arnold-Hörsaal, Kaiserstraße 12: „Beeinflussung der Nachrichtenübermittlung in Kabeln durch Starkstrom“, Prof. Dr.-Ing. H. Lau, Karlsruhe.

**Kiel:** VDE-Bezirk Schleswig-Holstein, Kiel, Gartenstr. 6-10.

26. 4. 1960, 17.30, Landesbrandkasse, kleiner Saal, Gartenstr. 4: „Probleme der Auswahl und Anwendung bei Bauelementen der Elektronik“, Obering. Bette, Erlangen.

**Lüdenscheid:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Lüdenscheid, Winkhauser Str. 22.

10. 5. 1960, 20.00, Gaststätte „Erholung“, Lüdenscheid, Sauerfelder Str. 17: „Entwicklungstendenzen der modernen industriellen Meßtechnik“, Obering. Brandenburger, Erlangen.

**Mainz:** VDE-Bezirksverein Frankfurt, Stützpunkt Mainz, Feldbergschule.

10. 5. 1960, 19.00, Feldbergschule, Aula, Rheinallee, Eingang Hafenstr.: „Trägerfrequenztechnik und ihre praktische Anwendung für das Nachrichtenwesen“, Dipl.-Ing. Köpping, Darmstadt.



- Nürnberg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Nürnberg, Harmoniestr. 27.  
10. 5. 1960, 19.30, Hochhaus am Plärrer, Südliche Fürther Str. 1: „Stand der Halbleitertechnik“, H. Langendorf, Erlangen.
- 26. 4. 1960, 19.30, Germanisches National-Museum, Vortragssaal, Kart-häusergasse 7:** „Berechnung dreiphasiger Asynchronmotoren mit Ein-fachkühlgläuser mit dem elektronischen Digitalrechner“, Dipl.-Ing. S. Lehmann, Berlin.
- Siegen:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Siegen, Hubertusweg 29.  
6. 5. 1960, 18.00, EW Siegerland, Belegschaftsraum, Siegen, Juliusstr.: „Gestaltung von Schraubenverbindungen“.
- Stuttgart:** ETV Württemberg, Stuttgart N, Lautenschlagerstr. 21.  
28. 4. 1960, 17.30, Elektrotechnisches Institut der Technischen Hochschule, Breitscheidstr. 3: „Beförderungssysteme des öffentlichen Nahverkehrs“, Dir. Prof. Bockemühl, Stuttgart.
- Ulm:** ETV Württemberg, Stützpunkt Ulm, Berliner Platz, Elektrizitätswerk.  
6. 5. 1960, 17.00, Bundesbahnhof, Ulm: „Neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der automatisch geregelten Niederspannungskondensatoren“, Dipl.-Ing. Kohl, München.
- Würzburg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Würzburg, Ludwigstr. 1.  
9. 5. 1960, 18.00, Überlandwerk Unterfranken, Vortragssaal „Elektro-beratung“, Würzburg, Kaiserstr. 29: „Die Automatisierung von Um-spannstationen“, Dipl.-Ing. G. Schmitz.
- Wuppertal:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Wuppertal-Elberfeld, Augustastr. 134.  
3. 5. 1960, 18.00, Farbenfabriken Bayer, Vortragssaal, Friedrich-Ebert-Straße 217–319: „Die Anwendung von Röhre und Transistor als aktive Verstärkerelemente in der elektronischen Regelungstechnik“, Dipl.-Ing. V. Kussl, Mannheim.
- Essen:** Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.  
6. 5. 1960, 17.00, Haus der Technik: „Grundlagen der praktischen Regel-technik“, Dr.-Ing. E. Samal, Heiligenhaus.
- Wuppertal:** Technische Akademie Bergisch-Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.  
27. 4. bis 29. 4. 1960, 9.00–12.00 und 14.00–17.00: „Verhütung elektrischer Unfälle auf Baustellen“, Dr.-Ing. A. Hösl, München.

## ERLÄUTERUNGEN ZU VDE-BESTIMMUNGEN

### Entwurf der „Regeln für Motorkondensatoren“ (VDE 0560 Teil 8/... 60)

Von Ernst Trümper, Berlin\*)

Infolge der Verbreitung kleiner Einphasen-Induktionsmotoren mit Motorkondensatoren in der Hilfsphase, die vorwiegend für den Antrieb von im Haushalt angewendeten Geräten verwendet werden, erschien es zweckmäßig, auch für diese Kondensatorart anerkannte Regeln der Technik zu schaffen. Die seit 1954 laufenden Beratungen des VDE-FNE-Arbeitskreises „Motorkondensatoren“ haben ihren ersten Niederschlag im Normblatt DIN 48 501, Ausgabe Januar 1955, „Motorkondensatoren, Technische Werte“ gefunden, in das neben reinen Normzahlen bereits einige Sicherheitsbestimmungen aufgenommen worden sind. Die Verhandlungen, ergänzt durch viele und teils langwierige technische Untersuchungen, sind nun soweit vorgeschritten, daß ein erster vollständiger VDE-Entwurf gedruckt und zur Stellungnahme vorgelegt werden kann<sup>1)</sup>. Nach seiner Inkraftsetzung soll das Normblatt DIN 48 501, Ausgabe Januar 1955, zurückgezogen und durch eine Neuausgabe ersetzt werden, deren Entwurf in Kürze in der Zeitschrift „Elektronorm“ erscheint.

Der VDE-Entwurf erfaßt „Betriebskondensatoren“ und „Anlaßkondensatoren“, die der Bauart nach unterteilt sind in Papier—Folie—, Metall—Papier— (MP-) und Elektrolytkondensatoren für Kondensator-Nennspannung bis 600 V Wechselspannung, Frequenzen bis 60 Hz und Aufstellungsorte bis 1000 m über NN Bestimmungen für die Anwendung in größeren Höhen sind noch in Beratung. Er enthält im wesentlichen Angaben über die erforderlichen Schutzmaßnahmen, die richtige Wahl der Nennspannung, die Belastbarkeitsgrenzen im Betrieb und die Prüfungen, welche die erforderliche Betriebssicherheit und Betriebszuverlässigkeit sicherstellen sollen.

Völlig neu und unterschiedlich gegenüber DIN 48 501, Ausgabe Januar 1955, ist die Festlegung des Verhältnisses der Kondensator-Nennspannungen zu den zugehörigen Prüfspannungen. Sie gründet sich auf Untersuchungen, die gezeigt haben, daß nach dem heutigen Stande der Technik für die Bemessung dieser verhältnis-mäßig kleinen Kondensatoren weniger die Eigenerwärmung, als die kurzzeitigen Überspannungen bestimmend sind, die beim Ein- und Ausschalten des Motors an den Kondensatorklemmen auftreten werden. Diese Überspannungen erreichen oft ein Mehrfaches der Kondensator-Nennspannung. Da sie für Dauerbetriebs-Kondensatoren und Kondensatoren für aussetzenden Betrieb gleich hoch sind, sollen diese künftig nur noch eine Nennspannung haben, die in einem

festen Verhältnis zur Prüfspannung steht. Nach den Angaben des Normblattes DIN 48 501, Ausgabe Januar 1955, konnten Kondensatoren mit einer Dauerbetriebs-Nennspannung von z. B. 300 V Wechselspannung im aussetzenden Betrieb auch mit einer um 50 % höheren Nennspannung, d. h. mit 450 V Wechselspannung, betrieben werden, ohne daß eine höhere Prüfspannung gefordert wurde. Für MP-Kondensatoren mit der besonders niedrigen Wechselprüfspannung von  $1,5 U_n$ , dabei ist  $U_n$  die Nennspannung, ergab sich nach dieser Regel der nicht zu rechtfertigende Zustand, daß ein Kondensator z. B. mit einer Dauerbetriebs-Nennspannung für 300 V Wechselspannung mit 450 V Wechselspannung — Belag gegen Belag — geprüft wurde, der aber im aussetzenden Betrieb laufend bei  $1,1 \cdot 450 \text{ V} = 495 \text{ V}$  Wechselspannung überlastet werden durfte. Diese Möglichkeit ist nunmehr ausgemerzt. Das soll die Kondensatorhersteller allerdings nicht hindern, auf den gleichen Kondensator eine höhere Nennspannung als bisher aufzudrucken, wenn er für diese höhere Beanspruchung gebaut ist und entsprechend mit höherer Spannung geprüft wird.

Die nötige Wärmefestigkeit des Kondensators ist durch die neuen Prüfbestimmungen ebenfalls sichergestellt. Sie wird gewährleistet durch die festgelegten maximalen Verlustfaktoren und durch eine 500-h-Dauerspannungsprüfung mit erhöhter Betriebsspannung bei der oberen auf dem Kondensator aufgedruckten Grenztemperatur als Typenprüfung oder, bei Elektrolytkondensatoren, durch eine Wärmegleichgewichtsprüfung als Stichprobenprüfung. Die Verfahrensregel, nach welcher der Anwender ermitteln soll, ob der Kondensator bei Betrieb im Gerät unterhalb der aufgedruckten Grenztemperatur bleibt, ist vorläufig als Punkt 1 in den Neuentwurf von DIN 48 501 aufgenommen worden. Da sie nicht den Kondensatorhersteller, sondern den Anwender anspricht, sollte sie bei der nächstfälligen Überarbeitung von VDE 0730 „Vorschriften für Geräte mit elektromotorischen Antrieb für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke“ eingearbeitet werden.

Die Nennspannung des Betriebskondensators soll künftig die Betriebsspannung, die bei niedrigster betriebsmäßiger Belastung des an Netz-Nennspannung laufenden Motors an den Kondensatorklemmen auftritt, nicht unterschreiten. Die Nennspannung des Anlaufkondensators soll gleich oder höher sein als die höchste Kondensatorspannung, die bis zum Zeitpunkt des Abschaltens des Kondensators auftritt. Eine den vorkommenden Netzspannungsschwankungen entsprechende Spannungsüberlastbarkeit über die Kondensator-Nennspannung hinaus ist für alle Kondensatorarten zugelassen und durch Grenzwerte festgelegt.

Bei Motor-Elektrolytkondensatoren war es bisher üblich, die höchste Wechselspannung, die betriebsmäßig an den Kondensatorklemmen auftreten darf, als Kondensator-Nennspannung aufzudrucken. Von dieser Regelung ist man, zumal seit einigen Jahren in großem Umfang auch MP-Kondensatoren besonderer Konstruktion als Anlaufkondensatoren verwendet werden, aus Gründen der Einheitlichkeit und Übersichtlichkeit der Überlastbarkeitsbestimmungen abgegangen. Es ist den Herstellern von Elektrolytkondensatoren aber zugestanden worden, außer der Nennspannung zusätzlich die um 10 % gegenüber der Nennspannung höhere Wechselspannung  $U_{\max}$ , mit welcher der Kondensator überlastet werden darf und die bisher als Nennspannung galt, in der Beschriftung anzugeben. Nach einer Einlaufzeit von einigen Jahren soll diese zusätzliche Angabe bei der nächstfälligen Überarbeitung der Regeln für Motorkondensatoren wieder gestrichen werden, da die Überlastbarkeit ohnehin aus diesen Regeln hervorgeht.

Um Zweifel über die zu treffenden Schutzmaßnahmen zu vermeiden, werden im § 24 zwei mit den zuständigen VDE-Ausschüssen besprochene und von diesen genehmigte Anwendungsbeispiele gebracht. Sie betreffen die Verwendung des Zentralbefestigungsbolzens eines Aluminiumgehäuses oder der dritten Ader einer dreidadrigen Schlauchleitung als Schutzleiteranschluß. Nach Genehmigung eines an die VDE-Kommission 0100 gestellten Antrages des Arbeitskreises Motorkondensatoren und Einarbeitung der Entscheidung in die neue Fassung von VDE 0100 darf diese dritte Ader den gleichen Querschnitt haben, wie die unter Spannung stehenden Leiter [mindestens jedoch  $0,75 \text{ mm}^2$  gemäß § 11 N c) 5 und Tafel 2 von VDE 0100/11.58].

Zur Ermittlung der zweckmäßigen Höhe der Stoßprüfspannung für Elektrolytkondensatoren laufen zur Zeit noch Versuche, die nicht mehr rechtzeitig abgeschlossen werden konnten. Der Prüfwert  $4 U_n$  in Tafel 5 kann sich deshalb noch etwas ändern.

Außerdem wird noch verhandelt, ob eine KB-Betriebsart zusätzlich zur DB- und AB-Betriebsart in den Abschnitt Begriffserklärungen oder eine Betriebsart mit verkürzter Lebensdauer aufgenommen werden soll. Hierzu können im Einspruchsverfahren Anregungen gegeben werden.

Von anderen Ländern sind nach Wissen des Berichters bisher keine besonderen Regeln für Motorkondensatoren in Kraft gesetzt

\*) Dr.-Ing. E. Trümper ist Vorsitzender des Arbeitskreises „Motorkondensatoren“ des VDE-FNE-Gemeinschaftsausschusses „Kondensatoren“ und Obmann des Fachnormenausschusses FNE 217 „Starkstromkondensatoren“.

1) Siehe Bekanntmachung auf S. 346 dieses Heftes.



worden. Lediglich von den Niederlanden soll ein entsprechender Entwurf beraten werden. Durch dieses Fehlen von Regeln sind in der vergangenen Zeit in manchen Ländern zum Teil recht schlechte Fabrikate auf den Markt gekommen, die den Ruf des Motorkondensators als eines sicheren Betriebsmittels beeinträchtigt haben. Die Anwender haben sich bisher dadurch gesichert, daß sie in den CEE-Regeln und zum Beispiel in VDE 0730 Teil 1/11. 55 § 18 e verschärfte Prüfbedingungen für Motoren festgelegt haben, falls diese unter Verwendung von Kondensatoren in der Hilfsphase betrieben werden. Diese Bestimmungen zielen jedoch weniger auf eine Verbesserung der Kondensatoren, als auf eine Erschwerung ihrer Anwendung. Der Arbeitsausschuß „Motorkondensatoren“ hat sich bemüht, die nunmehr vorgelegten Regeln so zu fassen, daß nach ihnen gebaute Kondensatoren zuverlässig arbeiten. Er wird auch die Aufstellung entsprechender Bestimmungen der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) anregen. Für den deutschen Bereich hat die VDE-Kommission 0730 die Arbeiten des Arbeitskreises Motorkondensatoren bereits berücksichtigt, indem sie dem § 18 e von VDE 0730 Teil 1 a/8. 59 eine neue Fassung gegeben hat. Diese betrifft vorläufig zwar nur die MP- und Betriebskondensatoren; es ist aber zu hoffen, daß in absehbarer Zeit auch für die Elektrolytkondensatoren Entsprechendes vereinbart werden kann.

## PERSÖNLICHES

**A. Grabner.** — Am 18. April 1960 beging Professor Dipl.-Ing. Dr. techn. *Alfred Grabner*, o. ö. Professor an der TH Graz, seinen 70. Geburtstag. In Klagenfurt in Kärnten geboren, studierte *Grabner* an der TH Wien. 1919 trat er in die Dienste der Elin AG, wo er im Konstruktionsbüro tätig war. Ein umfangreicheres Betätigungsfeld fand *Grabner* in den Jahren 1920 bis 1939 als Berechnungs- und Konstruktionsingenieur für elektrische Maschinen bei den Siemens-Schuckertwerken in Wien. Hier kam sehr bald seine besondere Begabung und die souveräne Beherrschung der physikalischen Vorgänge in den elektrodynamischen Maschinen zur Entfaltung. Seine Tätigkeit fand 1938 ihre Anerkennung durch Beförderung zum Prokuristen und stellvertretenden Direktor der Konstruktionsabteilung der Siemens-Schuckertwerke Wien. 1925 promovierte er zum Doktor der technischen Wissenschaften an der TH Wien.



Die wissenschaftliche Tätigkeit *Grabners*, seine zahlreichen Veröffentlichungen in den österreichischen und deutschen wissenschaftlichen Zeitschriften und insbesondere seine richtungsgebenden Arbeiten auf dem Gebiet der Triebfahrzeuge, vorzugsweise auch für die 50-periodige Vollbahnelektrifizierung, blieben nicht unbemerkt: Berufungen der Technischen Hochschulen Graz, Dresden, Wien und Berlin stellten sich ein. 1939 trat *Grabner* als o. Professor für Elektromaschinenbau und Direktor des zugehörigen Institutes die Nachfolge von Professor *Kloss* an der TH Charlottenburg an. Von 1942 bis 1945 führte er unter schwierigsten Verhältnissen

mit großem Geschick das Dekanat der Fakultät für Maschinenwesen, der damals größten technischen Fakultät im deutschen Sprachraum.

Nach dem zweiten Weltkriege wurde Prof. *Grabner* mit der Leitung des Institutes für Allgemeine Elektrotechnik und Elektro-

maschinenbau an der TH Graz beauftragt und 1949 zum o. Professor ernannt. Seiner Tatkraft ist es zu verdanken, daß sich die Studienrichtung Elektrotechnik aus bescheidenen Anfängen zu einer weltweit anerkannten und geschätzten Ausbildungsstätte für Elektrotechniker entwickeln konnte. 1957 bekleidete er das Amt des Dekans der Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik.

Immer aufgeschlossen für die Sorgen der studierenden Jugend, ein strenger, aber stets auch väterlich wohlwollender Lehrer, hat Professor *Grabner* an eine Generation junger Ingenieure seine Erfahrungen weitergegeben. Sein Lehrbuch „Elektrodynamische Starkstrommaschinen“ wird auch von den in der Praxis stehenden Ingenieuren immer wieder zur Hand genommen, die darin eine Methodik vorfinden, die außerhalb der üblichen, rein mathematischen Darstellung liegt. In Verfolg der Pichelmayerschen Behandlungsweise hat *Grabner* das Geschehen in den elektrischen Maschinen vorzugsweise physikalisch beschrieben und im Zusammenhang damit eine rechnerisch-graphische Darstellung und Berechnungsmethode geschaffen, die bevorzugt für Neuentwicklungen und die Behandlung schwieriger Fälle geeignet ist. *Grabner* selbst liefert den Beweis für die Fruchtbarkeit seiner Methode in den zahlreichen Patenten, die seinen Namen tragen.

Man würde dem Lebensbild des Jubilars nicht gerecht werden, wenn man neben dem Fachmann nicht auch den Menschen *Grabner* würdigte. Stets aufgeschlossen für alles wahrhaft Gute, sind ihm Rechtschaffenheit und Geradlinigkeit oberste Leitsätze, die ihm auch in schwierigen Situationen immer den rechten Takt finden lassen. Daß er in der weiten Natur und in der Musik die ausgleichende Kraft für die fachliche Arbeit sucht und findet, ist ein Beweis seiner ausgeglichenen Persönlichkeit. Möge ihm seine beneidenswerte Gesundheit noch lange erlauben, Befriedigung und Glück in der wissenschaftlichen Arbeit, in der Familie und den Annehmlichkeiten des Lebens zu finden. Die Wünsche ungezählter Freunde begleiten ihn hierzu.

G. Oberdorfer

## BÜCHER

DK 621.3.027.3

**Hochspannungstechnik.** Von A. Roth. Hrsg. G. de Senarclens und J. Amsler. 4., vollst. neubearb. u. vermehrte Aufl. Mit 760 S., 735 B., 95 Taf., Format 18 cm × 25,5 cm. Springer-Verlag, Wien 1959. Preis Ganzln. 163,— DM.

Der „Roth“, der schon immer als Standardwerk der Hochspannungstechnik angesehen werden konnte, liegt nun in einer 4. vollständig neubearbeiteten Auflage vor. Die wissenschaftlichen Erkenntnisse und die technischen Entwicklungen der letzten Jahre sind sorgfältig eingearbeitet worden. Die meisten Abschnitte haben dadurch ein neues Gesicht bekommen; einzelne sind eingefügt, andere gekürzt worden.

Für die Bearbeitung der Abschnitte über feste und flüssige Isolierstoffe, über Öl im Zusammenhang mit festen Baustoffen, über Hochspannungskabel und Kondensatoren ist G. de Senarclens gewonnen worden. Die genannten Abschnitte wurden völlig umgearbeitet. Den Kunststoffen als Isoliermittel wurde dabei ein erheblich weiterer Umfang eingeräumt.

J. Amsler hat die Abschnitte neu bearbeitet, welche die Erzeugung hoher Gleichspannung für die Röntgentechnik, für Forschung, Hochspannungsprüfungen, Medizin, Atomphysik und Industrie (Elektrofilter) zum Gegenstand haben. An neuen Problemen und Geräten sind aufgenommen: der Einfluß von Fremdschichten auf Isolatoren, die Stoßprüfung von Transformatoren, der Aufbau von kapazitiven Spannungswandlern und Sperrschicht-Gleichrichter.

Das umfangreiche Schriftumsverzeichnis ist ebenfalls auf den neuesten Stand gebracht. Zu begrüßen ist auch, daß im Sachverzeichnis (trotz der irreführenden Überschrift) nicht mehr auf Abschnitte, sondern auf Seitenzahlen verwiesen wird, wenn auch der Wunsch offen bleibt, daß es etwas ausführlicher sein könnte. Es ist dem Verfasser gelungen, trotz der völligen Umarbeitung den bisherigen Umfang des Werkes nicht erheblich zu überschreiten.

Die neue Auflage erfüllt somit alle Erwartungen, die man an ein derartiges Standardwerk stellen darf. Es ist nur bedauerlich, daß der ungewöhnlich hohe Preis den Studierenden und Jungingenieuren die Anschaffung des Buches mehr als erschwert.

R. Strigel

Abschluß des Heftes: 14. April 1960

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6; Fernruf 4 31 57; Fernschreiber (Telex) 04—12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. H. Lübbars, Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 22,— DM für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 14,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 30,— DM,

für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 21 — DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.